



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

## DC/DC MĚNIČ PRO ZÁLOŽNÍ ZDROJE

DC TO DC INVERTER FOR BACKUP POWER SUPPLIES

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Marek Eliáš

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

BRNO 2019

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**  
Ústav mikroelektroniky

**Student:** Bc. Marek Eliáš

**ID:** 134301

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2018/19

**NÁZEV TÉMATU:**

## DC/DC měnič pro záložní zdroje

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte vlastnosti superkapacitorů a jejich použití v zařízeních pro akumulaci energie. Na základě získaných znalostí navrhnete měnič se synchronním usměnovačem pro zařízení s kapacitou nejméně 10 Wh při jmenovitém napětí 36 V. Měnič realizujte a ověřte jeho činnost na modelu superkapacitoru s menší kapacitou.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

**Termín zadání:** 4.2.2019

**Termín odevzdání:** 21.5.2019

**Vedoucí práce:** prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

**Konzultant:**

**doc. Ing. Lukáš Fojcik, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

### UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Tato diplomová práce se zabývá návrhem DC/DC měniče určeného pro nabíjení superkapacitorů ze zdroje napětí 36 V a následnou zpětnou transformaci napětí ze superkapacitorů na požadovanou výstupní hodnotu. V diplomové práci jsou uvedeny a popsány návrhy snižujícího a zvyšujícího DC/DC měniče včetně schémat zapojení a výpočtů jednotlivých součástek. Dále v textu jsou uvedeny potřebné výpočty superkapacitorů pro splnění podmínky energie 10Wh a balanceru napětí na kondenzátorech. Kompletně navržené zařízení bude sestaveno a odzkoušeno na superkapacitorech s nižší energií.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Supercapacitor, DC/DC měnič, usměrňovač, synchronní, akumulace, balancér, UPS, Step-up, Step-down.

## **ABSTRACT**

This thesis deals with the design of a DC/DC converter designed for charging supercapacitors from the 36 V voltage source and consequent back transformation of supercapacitors voltage to the required output voltage. In the thesis the designs of decreasing and increasing DC/DC converters including schematics and calculations of individual components are presented and described. The calculations necessary for the supercapacitors to meet the 10Wh energy condition and the voltage balancer on the capacitors are given below. Completely designed equipment will be assembled and tested on supercapacitors with lower energy.

## **KEYWORDS**

Supercapacitor, DC/DC inverter, rectifier, synchronous accumulation, balancer, UPS, Step-up, Step-down.

ELIÁŠ, M. *DC/DC měnič pro záložní zdroje se superkapacitory*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky, 2018. 72 s., 9s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma DC/DC měnič pro záložní zdroje jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Rád bych poděkoval svému vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Jaroslav Bouškovi, CSc., za veškerou odbornou pomoc a vedení při řešení a vypracování celé diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat své rodině a přítelkyni za podporu a pochopení při dálkovém studiu. Jako další bych chtěl poděkovat svému zaměstnavateli, že mi umožnil měření a testování sestaveného zařízení na firemních přístrojích.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné  
infrastruktuře  
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072  
**Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)**  
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

# OBSAH

<b>1</b>	<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Teoretická část</b>	<b>2</b>
2.1	UPS záložní zdroje .....	2
2.2	Kapacitory.....	2
2.2.1	Princip kapacitoru .....	3
2.3	Superkapacitory .....	4
2.3.1	Rozdělení superkapacitorů.....	7
2.3.2	Balancování superkapacitorů .....	9
2.3.3	Aktivní balancování .....	9
2.3.4	Pasivní balancování .....	10
2.3.5	Spojování superkapacitorů.....	10
2.3.6	Využitelnost superkapacitorů.....	11
2.3.7	Výhody a nevýhody superkapacitorů .....	12
2.3.8	Srovnání superkapacitorů, kapacitorů a akumulátorů .....	13
2.4	Usměrňovač .....	13
2.4.1	Klasický diodový usměrňovač .....	14
2.4.2	Synchronní usměrňovač .....	14
2.4.3	Princip synchronního usměrňovače v zapojení blokujícího měniče ...	16
2.5	DC/DC měniče.....	19
2.5.1	Snížující Step-down měnič s indukčností.....	21
2.5.2	Matematický popis činnosti měniče Step-down .....	22
2.5.3	Zvyšující Step-up měnič s indukčností.....	23
2.5.4	Matematický popis činnosti měniče Step-up .....	24
2.5.5	Invertující měnič .....	25
2.5.6	Matematický popis Invertujícího měniče .....	25
2.5.7	Obousměrný DC/DC měnič .....	27
2.6	Řídící obvody měničů .....	28
2.7	PWM .....	28
2.8	Komparátor .....	29
2.9	Zdroj referenčního napětí .....	29



2.10	Generátor řídících impulsů .....	30
<b>3</b>	<b>Praktická část - Návrh DC/DC měniče</b>	<b>31</b>
3.1	Step-up měnič s IO LM2587 .....	31
3.1.1	Katalogové zapojení Step-up měniče v zapojení BOOST.....	34
3.1.2	Návrh Step-up měniče s LM2587ADJ .....	34
3.1.3	Schéma zapojení Step-up měniče.....	37
3.2	Step-down měnič s IO LT3800.....	38
3.2.1	Popis pinů integrovaného obvodu LT3800.....	40
3.2.2	Katalogové zapojení Step-down měniče s LT3800.....	42
3.2.3	Návrh Step-down měniče s LT3800.....	42
3.2.4	Schéma zapojení Step-down měniče .....	48
3.3	Návrh aktivního balancéru.....	49
3.3.1	Návrh superkapacitorů.....	50
3.3.2	Schéma zapojení aktivního balancéru s SC .....	51
<b>4</b>	<b>Výsledky měření DC/DC měniče</b>	<b>52</b>
<b>5</b>	<b>Závěr</b>	<b>64</b>
	<b>Literatura</b>	<b>66</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>68</b>
	<b>Seznam obrázků</b>	<b>70</b>
	<b>Seznam tabulek</b>	<b>72</b>
<b>A</b>	<b>Návrh zařízení</b>	<b>73</b>
A.1	Schéma zapojení pro testování aktivního balancéru .....	73
A.2	Testovací deska plošného spoje – rozmístění součástek .....	74
A.3	Testovací deska plošného spoje – horní strana (výkonová) .....	74
A.4	Testovací deska plošného spoje – spodní strana (zemnicí GND).....	75
A.5	Celkové schéma zapojení DC/DC měniče s aktivním balancérem.....	76
A.6	Deska plošného spoje – rozmístění součástek .....	77
A.7	Deska plošného spoje – horní strana (výkonová) .....	77
A.8	Deska plošného spoje – spodní strana (zemnicí GND).....	78
<b>B</b>	<b>Seznam součástek</b>	<b>79</b>
<b>C</b>	<b>Fotografie z měření DC/DC měniče</b>	<b>81</b>

# 1 ÚVOD

Cílem této diplomové práce je prostudovat vlastnosti superkapacitorů a jejich použití v zařízeních pro akumulaci energie. Na základě získaných znalostí navrhnout DC/DC měnič se synchronním usměrňovačem pro zařízení s kapacitou nejméně 10 Wh při jmenovitém napětí 36 V. Praktickým dílčím cílem je realizovat funkční měnič a ověřit jeho činnost na modelu superkapacitoru s menší kapacitou.

V teoretické části budou popsány funkce a vlastnosti jednotlivých a nezbytných funkčních bloků pro realizaci DC/DC měniče a využití měniče ve spojitosti se záložním zdrojem. V praktické části práce bude proveden návrh funkčního DC/DC měniče, jeho sestavení a měření.

Nezbytnými bloky, které budou zajišťovat nutné funkce funkčního měniče je Step-down synchronní měnič pro snížení napětí ze vstupního zdroje 36 V a nabíjení superkapacitorů. Snižující měnič bude obsahovat integrovaný obvod LT3800 od firmy Linear Technology. Pro nastavení jeho parametrů a správnou funkci bude IO opatřen o externí součástky. Dalším funkčním blokem bude aktivní balancér napětí, který bude zajišťovat stejnou velikost napětí a bude zamezovat přebíjení na každém použitém superkapacitoru. Posledního funkčního blokem je Step-up měnič. Step-up měnič bude sloužit pro přeměnu naakumulované energie na superkapacitorech zpět na požadované výstupní napětí 36 V. Step-up měnič bude tvořen integrovaným obvodem LM2587ADJ od firmy Texas Instrument a pro svoji správnou funkci a nastavení bude také opatřeno o externí součástky.

Ověření funkčnosti DC/DC měniče bude realizováno na superkapacitorech s menší kapacitou.

## 2 TEORETICKÁ ČÁST

V současné době je běžně využíváno různých druhů UPS záložních zdrojů. Jejich rozdělení je popsáno v kapitole 1.1 níže, přičemž předmětné navrhované zařízení v této práci je identické s UPS online s dvojitou konverzí záložního zdroje. Jediným rozdílem je, že namísto běžně používaných baterií pro akumulaci energie je využito superkapacitorů, jakožto zdroje akumulované energie.

### 2.1 UPS záložní zdroje

UPS záložní zdroj, jinými slovy zdroj nepřerušovaného napájení, který je běžně uváděn pod zkratkou UPS „Uninterruptible Power Supply/Source“. Jedná se o elektrotechnické zařízení, které obstarává nepřerušování dodávky elektrické energie pro spotřebiče, u kterých nesmí dojít k neočekávanému výpadku elektrické energie.

UPS fungují na principu akumulátoru, což znamená, že jsou schopni při výpadku elektrické energie, naakumulovanou energii dodat připojeným zařízením. V případě, kdy není dodávka elektřiny z primárního napájecího zdroje přerušena, akumulací prvek vně zdroje je udržován neustále v nabitěm stavu. Záložní zdroje se dělí do třech základních typů, kterými jsou:

- Off-line
- Line-interactive
- Online s dvojitou konverzí [1]

### 2.2 Kapacitory

Kapacitorem připojeným ke zdroji napájení protéká proud úměrný časové derivaci napětí na jeho svorkách, nezávisle na pracovních podmínkách a fyzikálních parametrech okolního prostředí. [2], [3]

Celkový proud  $i_C$  je dán následujícím výpočtem [3]:

$$i_C = C \frac{du_C}{dt}, \quad (1)$$

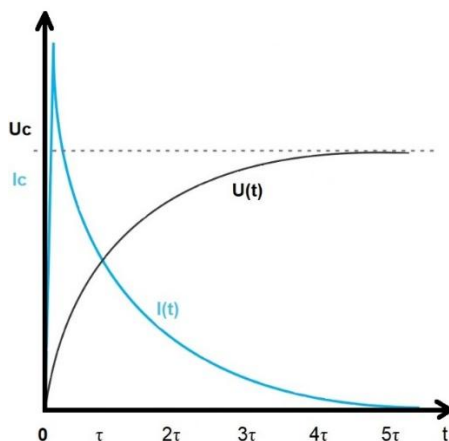
kde  $C$  je kapacita a  $du_C/dt$  je změna napětí za čas.

Napětí na kondenzátoru  $U_C$  je úměrné náboji dle následujícího vzorce:

$$U_C = \frac{1}{C} \int I_t dt, \quad (2)$$

kde  $i_t dt$  je změna proudu v čase.

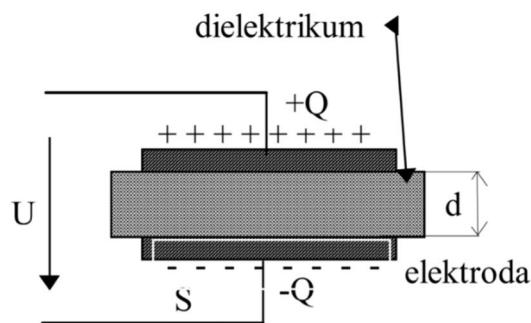
Obrázek 2.1 níže, zobrazuje průběh napětí a proudu na kondenzátoru v závislosti na čase.



Obrázek 2.1 Průběh napětí a proudu za čas na kondenzátoru (převzato z [4])

### 2.2.1 Princip kapacitoru

Kapacitor je tvořen dvěma vodivými deskami, tzv. elektrodami, které jsou odděleny dielektrikem. Na každou vodivou desku se přivádí elektrické náboje opačné polarity, které se vzájemně přitahují elektrickou silou. Dielektrikum mezi deskami brání nabitým částicím, aby se vzájemně kontaktovaly a tím docházelo k neutralizaci, neboli vybití elektrických nábojů. Dielektrikum mezi deskami svou polarizací zmenšuje sílu elektrického pole nábojů na deskách a tím umožňuje jejich větší akumulaci. Vnitřní struktura kapacitoru je znázorněna na obrázku 2.2 níže. [2], [3]



Obrázek 2.2 Deskový kondenzátor (Převzato z [2])

Kapacita  $C$  kapacitoru závisí na velikosti ploch desek  $S$ , vzájemné vzdálenosti  $l$  mezi nimi a použitým dielektrikem. Kapacita se vypočítá ze vzorce uvedeného níže [3]:

$$C = \frac{S}{l} \varepsilon_0 \varepsilon_r, \quad (3)$$

kde  $\varepsilon_0$  je permitivita vakua a  $\varepsilon_r$  je permitivita daného dielektrika.

Uchovaná energie v kapacitoru je přímo úměrná velikosti kapacity podle níže uvedeného vzorce [3]:

$$E = \frac{1}{2} C U^2, \quad (4)$$

kde  $E$  je intenzita elektrického pole a  $U$  je napětí na svorkách kondenzátoru.

Napětí  $U$  na svorkách kondenzátoru je přímo úměrné náboji  $Q$  a nepřímo úměrné kapacitě  $C$  podle uvedeného vzorce níže [2]:

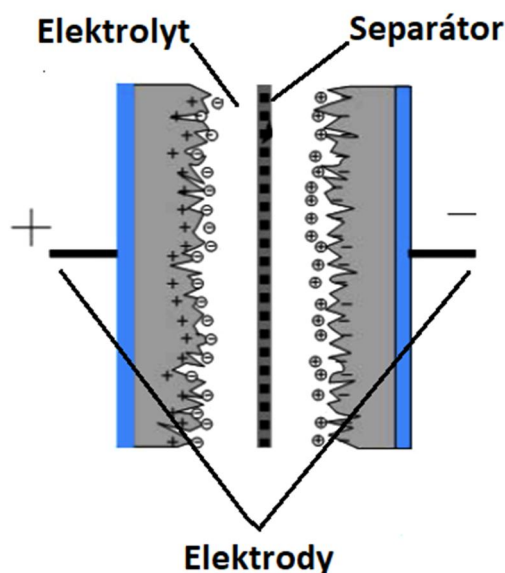
$$U = \frac{Q}{C}. \quad (5)$$

[3]

## 2.3 Superkapacitory

Energie superkapacitoru je stejně jako u běžného kondenzátoru uchovávána v elektrostatickém poli. Od běžného kapacitoru se liší vnitřní strukturou a velikostí celkové kapacity, která je i v řádech tisíců Faradů vyšší.

Po přivedení vnějšího napájecího napětí na elektrody superkapacitoru se záporné ionty přeskupují ke kladné elektrodě a kladné ionty naopak k záporné elektrodě. Tím vznikají dvě vrstvy, na nichž je skladován elektrický náboj, jak lze vidět na obrázku 2.3 níže.



Obrázek 2.3 Vnitřní struktura superkapacitoru (převzato z [5])

Navzdory tomu, že se jedná o elektrochemické zařízení, neprobíhají v superkapacitoru (uváděno ve zkratce i jako „SC“) žádné chemické reakce. Akumulace energie je velmi rychlá. Struktura superkapacitoru připomíná dva do série zapojené kondenzátory oddělené tzv. separátorem (oddělovačem). Kapacitu superkapacitoru lze vypočítat následujícím vztahem [5]:

$$C = \varepsilon * \frac{A}{d}, \quad (6)$$

kde  $\varepsilon$  je permitivita prostředí,  $A$  je plocha povrchu elektrody a  $d$  je vzdálenost mezi deskami.

Kapacita SC je přímo úměrná velikosti ploch elektrod a nepřímo úměrná jejich vzdálenosti.

Vhodný materiál pro výrobu elektrod je práškový aktivní uhlík, a to z důvodu schopnosti dosažitelnosti velmi vysoké poréznosti plochy, elektrické vodivosti, chemické netečnosti, odolnosti proti korozi, vysoké teplotní stability, a především relativně nízké

ceny. Aktivní plochu je možné zvětšit za pomoci použití nanomateriálů. Tloušťka elektrické dvojvrstvy se pohybuje kolem 10 nm. Vzdálenost zrněk uhlíku mezi sebou omezuje provozní napětí SC na hodnotu okolo 2,5 V.

Takto nízké jmenovité napětí je značná nevýhoda limitující využití superkapacitorů ve spoustě aplikací. Pro dosažení vyššího napětí, jsou SC zapojovány do série, což snižuje výslednou kapacitu. Každý superkapacitor je důležité důkladně balancovat, aby nedošlo k překročení jeho jmenovitého napětí a následnému poškození.

Superkapacitor je schopen pracovat i v prostředí s vyšší okolní vlhkostí, za předpokladu zabezpečení, že během činnosti nedojde ke kondenzaci par. Běžně je SC balen do tzv. vakuových kontejnerů, které obsahují vakuum. Tento způsob balení předchází korozi kontaktů.

Výhodou SC je i možnost vystavení různým tlakovým podmínkám. Při podtlaku nedochází k negativním účinkům na funkci superkapacitoru. Navzdory tomu, tlak vyšší, než atmosferický se již projevuje negativními účinky v podobě deformace nanostruktur u elektrod nebo celkovému poškození superkapacitoru.

Počet nabíjecích a vybíjecích cyklů je u běžných SC udáván jeden milion. Při nižším jmenovitém napětí je degradace kapacity nižší než v případech návrhů s vyšším napětím. Obrázek 2.4 znázorňuje superkapacitor od firmy BOOSTCAP o kapacitě 3000 Faradů a jmenovitém napětí 2,7 V. [5], [6]

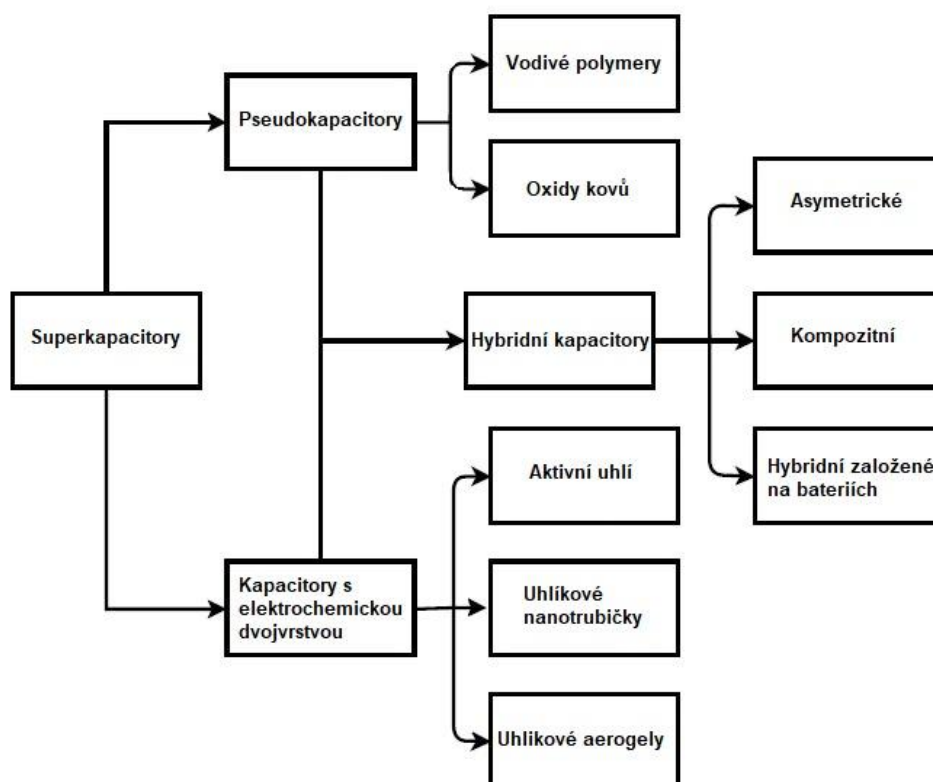


Obrázek 2.4    Obrázek superkapacitor s kapacitou 3000 F (převzato z [7])

### 2.3.1 Rozdělení superkapacitorů

SC jsou rozdělovány do třech základních skupin, které se mezi sebou liší svým specifickým způsobem uložení energie. Dělení do jednotlivých skupin je znázorněno na obrázku 2.5 níže.

- Faradayův kapacitor, neboli Pseudokapacitor
- EDLC „Electric Double-Layer Capacitor“
- Hybridní kapacitor



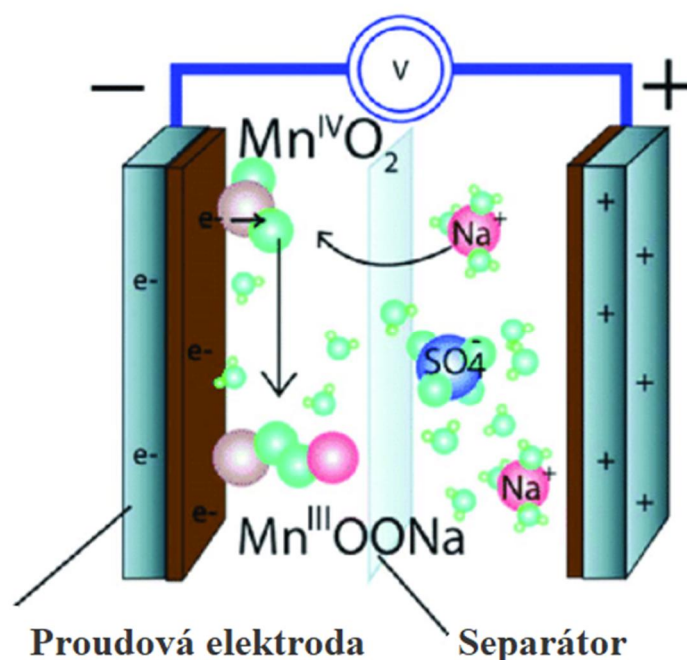
Obrázek 2.5 Rozdělení Superkapacitorů (převzato z [8])

#### Faradayův kapacitor

Faradayův kapacitor je principem a konstrukcí velmi blízký akumulátorům v podobě baterií, kde elektrody jsou nejčastěji vyráběny z oxidů kovů.

U Faradayova kapacitoru, jehož vnitřní struktura je zobrazena na obrázku 2.6 níže v textu, dochází k chemické reakci a přenosu náboje mezi elektrolytem a elektrodou. Energie se uchovává v chemické vazbě elektrodového materiálu.





Obrázek 2.6 Vnitřní struktura Faradayova kapacitoru (převzato z [9])

Nevýhodou Faradayova kapacitoru je, že v průběhu nabíjecího a vybíjecího cyklu dochází k rychlejší degradaci a stárnutí materiálu a velkým rozměrovým změnám elektrod.

### ELDC

ELDC nevyužívají žádné chemické reakce. Princip činnosti je založen na principu elektrochemické dvojvrstvy, která se skládá ze dvou opačně nabitých vrstev. K nabitému povrchu elektrody jsou elektrostatickými, adsorpčními a koncentračními silami přitahovány ionty opačného náboje, které se snaží zneutralizovat povrch elektrody.

Tyto typy superkapacitorů disponují velkou životností, avšak s počtem cyklů nabíjení a vybíjení klesá jejich účinnost.

### Hybridní kapacitory

Hybridní kapacitory pracují na základě kombinace vlastností obou předešlých superkapacitorů. Snaží se dosáhnout velkých kapacit, jako dosahují Faradayovy kapacitory. Zachování životnosti a elektrické stability jako ELDS superkapacitory. [5], [6], [8]

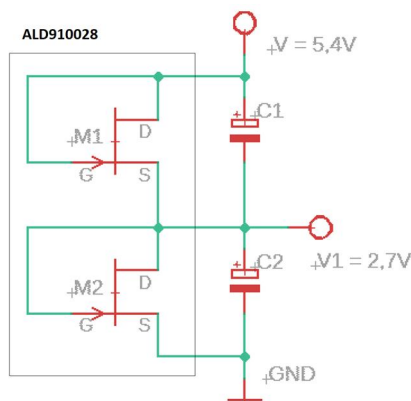
### 2.3.2 Balancování superkapacitorů

U superkapacitorů, které jsou spojeny do série (do takzvané sériové baterie) je zapotřebí takzvaného vybalancování hladiny napětí na jednotlivých článcích. Důvodem balancování hladiny napětí je, že jednotlivé SC disponují jinou kapacitou, respektive jinými vlastnostmi na každém článku danými tolerancí výroby. Tím jsou na nich i rozdílná napětí, která jsou ovlivňována zbytkovým proudem každého článku. Články s vyšší kapacitou jsou nabity na nižší napětí a naopak. Každý článek v zapojené baterii se samovolně vybíjí zbytkovým proudem přes jeho vnitřní paralelní odpor. To zapříčiní, že články, kterými teče vyšší zbytkový proud budou mít nižší napětí a obráceně. To má za důsledek přerozdělování napětí na ostatní články a přesáhnutí dovoleného pracovního napětí na článcích s nižším zbytkovým proudem. Pro vyrovnávání napětí na superkapacitorech se používá buďto aktivního nebo pasivního balancování. [10]

### 2.3.3 Aktivní balancování

Aktivním balancováním je míněno vyrovnání napětí mezi jedním, dvěma i více sousedními články. K porovnávání velikosti napětí na jednotlivých článcích se využívá komparátorů s velmi přesnou napěťovou referencí, který v případě nutnosti připíná vybíjecí odpor a tranzistor na svorky kapacitoru.

Toto řešení je využíváno v případech a aplikacích, kde dochází k rychlému cyklu vybíjení a nabíjení SC, čímž jsou eliminovány velké ztráty na odporech v porovnání s pasivním způsobem balancování. Na obrázku 2.7 na stránce níže je zobrazeno schéma zapojení aktivního balancování s integrovaným obvodem (zkráceně „IO“) ALD910028. Tento IO je speciálně navržen pro aktivní balancování superkapacitorů. [5]

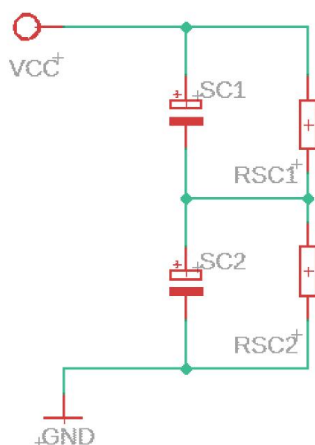


Obrázek 2.7 Schéma zapojení aktivní balancování SC (převzato z [11])

### 2.3.4 Pasivní balancování

Pasivní balancování znamená odporové vyvažování rezistorem paralelně připojeným k superkapacitoru, znázorněno na obrázku 2.8.

Velikost odporu závisí na svodovém proudu kapacitoru a na požadované rychlosti vyrovnávání napětí. Způsob pasivního balancování se používá v aplikacích s nízkou dynamikou výměny elektrické energie. Nevýhodou řešení jsou zvýšené ztráty na odporech a snížená účinnost zapojení. [5]



Obrázek 2.8 Schéma zapojení pro pasivní balancování SC (převzato z [12])

### 2.3.5 Spojování superkapacitorů

Při navrhování správného počtu superkapacitorů do zařízení různých aplikací je nutno nejdříve zohlednit několik faktorů, které by mohly ovlivnit činnost zkompletovaného zařízení, a to:

- maximální a minimální požadované výstupní napětí
- velikost průměrného proudu nebo výkonu
- velikost proudových nebo výkonových špiček
- rozsah teplot, ve kterých by mělo a bude zařízení pracovat spolehlivě.

Pro výpočet počtu SC zapojených do série platí následující vztah [5]:

$$\text{Celkové množství SC} = \frac{U_{max}}{U_r}, \quad (7)$$

kde  $U_{max}$  je maximální požadované napětí pro danou aplikaci a  $U_r$  je jmenovité napětí SC.

Pro výpočet paralelního spojení SC platí následující vztah [5]:

$$C = \sum_{n=1}^n C_i. \quad (8)$$

Superkapacitory jsou zapojovány do sério-paralelních spojení, z důvodu splnění požadovaných parametrů. [5]

Při spojování SC musíme dbát a dodržovat určité zásady, aby bylo docíleno co nejlepších možných parametrů:

- Nízký odpor spojů, aby nedocházelo k přechodovému odporu a tím k ztrátám.
- Ošetření povrchu proti oxidaci, která má vliv na odpor spoje. Ošetření se provádí elektrickou vodivou pastou.
- Předcházet různé tepelné roztažnosti materiálů a tím povolení spojů, které má za následek vytvoření a zvětšení přechodového odporu.
- Galvanické korozi spojů, ke které dochází vlivem různých elektrických potenciálů obou materiálů.
- Mechanickému namáhání spoje, aby bylo minimalizováno případné mechanické namáhání od nárazů všech druhů, chvění atd.
- Teplotní ochrana. U většiny SC je pracovní teplota v rozmezí -40 °C až 60 °C. Při vyšších teplotách musí být použito chlazení, které bude odvádět okolní teplo a tím ochlazovat SC. Používáním SC při nižších teplotách má zásadní vliv na délku životnosti. Provozní teplota by však neměla klesnout pod -40 °C, kdy dojde k mrznutí elektrolytu. [5]

### 2.3.6 Využitelnost superkapacitorů

- K zálohování napájení pamětí v elektronických přístrojích. V současnosti jsou využívány superkapacitory o kapacitě 1000 F a napětí 2,7 V, které jsou schopny dodávat nepatrný proud desítky minut i hodin, což je dostatečná doba k obnově záložního zdroje, výměně primárního článku nebo k výměně akumulátoru z přístroje a vložení nového.
- V automobilovém průmyslu, kde dochází k velkému rozvoji hybridních vozidel, a to formou zpětné akumulace energie při brždění vozidla.

- Ve stejnosměrných elektrických sítích, kdy energie je hromaděna do SC a následně uvolněna při rozběhu motoru. Tím se zamezí ztrátám při brždění motoru.
- V sítích se střídavým napětím slouží SC ke snižování indukční složky mezi spotřebičem a zdrojem. Tím je zajištěn plynulý provoz zařízení bez oscilací.
- Ve větrných elektrárnách pro nastavení pozice lopatek větrné elektrárny. Tím je zajištěno maximalizování zisku vyrobené energie. [5], [13]

### 2.3.7 Výhody a nevýhody superkapacitorů

#### Výhody

- Disponují malým nízkým odporem v řádech  $m\Omega$ . To má vliv na rychlost nabíjení i rychlost vybíjení.
- V porovnání s bateriemi mají cca 10x vyšší měrný výkon na jednotku hmotnosti.
- U SC nedochází k paměťovému efektu při deformaci.
- Velký teplotní rozsah v rozmezí  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  až  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ .
- Množství nabíjecích a vybíjecích cyklů, až 1 000 000.
- Vysoká účinnost nabíjení a vybíjení okolo 88-98 % oproti standardním bateriím, kde se uvádí maximální účinnost okolo 85 %. a oproti palivovým článkům, kde se uvádí maximální účinnost v rozmezí 40-60 %. [14]

#### Nevýhody

- Výroba uhlíkových nanotrubic je zdraví škodlivá, protože dochází k uvolňování toxické a rakovinotvorné zplodiny, která dosahuje velikosti  $nm$ .
- Menší hustota energie na jednotku hmotnosti, až 10x nižší, než u akumulátorů.
- Nebezpečná likvidace.
- Vysoká pořizovací cena, která z důvodu vysoké poptávky na trhu postupně klesá.
- Samovybíjení.
- Nízké provozní napětí oproti akumulátorům. [14]

### 2.3.8 Srovnání superkapacitorů, kapacitorů a akumulátorů

Pro uchování elektrické energie se v dnešní době stále převážně používají akumulátory a nově i superkapacitory. Oba typy těchto zařízení akumulují elektrickou energii a mají různé vlastnosti při jejich nabíjení a vybíjení, ale také různé měnící se parametry ovlivňované časem a počtem nabíjecích a vybíjecích cyklů. Tyto parametry jsou hlavně ovlivňovány způsobem použití akumulčního prvku. Akumulátory disponují lepší uskladňovací energií vůči hmotnosti. Naopak superkapacitory disponují nižší hmotností, výrazně delší životností, výraznější rychlostí nabíjení nižší impedancí, než je tomu u akumulátoru. V tabulce Tabulka 2.1 jsou uvedeny základní rozdíly mezi akumulátorem, kapacitorem a superkapacitorem.

Tabulka 2.1 Porovnání superkapacitoru, kondenzátoru a akumulátoru

Vlastnost	Akumulátor	Superkapacitor	Klasický kapacitor
Hustota energie	100 Wh / kg	10 Wh / kg	0,2 Wh / kg
Měrný výkon	1 kW / kg	10 kW / kg	500 kW / kg
Doba dobíjení	5 h	10 s	0,001 s
Životnost	1000 cyklů	1 000 000 cyklů	1 000 000 cyklů

## 2.4 Usměrňovač

Většina zařízení pracuje se stejnosměrným napětím. Střídavé napětí z rozvodné sítě je zapotřebí nějakým způsobem usměrnit a dále zpracovat, aby vzniklo požadované stejnosměrné napětí. K usměrnění střídavého napětí se používají usměrňovače. Jednocestné, dvojcestné diodové nebo synchronní usměrňovače.

U diodových usměrňovačů musíme pracovat s napětíovými ztrátami na PN přechodu diody a při návrhu pamatovat, že menší napětí, než prahové nebude usměrněno.

Synchronní nebo také spínané usměrňovače, jsou řízeny taktovacím signálem a vznikají na nich spínané ztráty, které jsou v porovnání se ztrátami na diodách minimální. [15]

### 2.4.1 Klasický diodový usměrňovač

Diodové usměrňovače jsou buď jednocestné nebo dvojcestné.

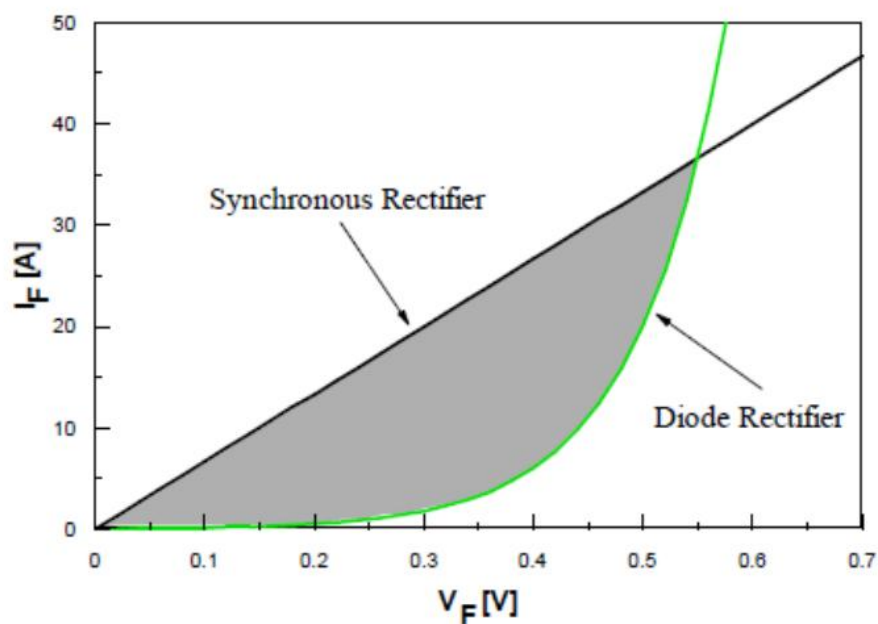
Jednocestný usměrňovač propouští pouze jednu půlvlnu střídavého signálu na výstup a druhou půlvlnu zcela potlačuje, vzniká zde úbytek napětí na přechodu PN diody. Takovéto zapojení pracuje potom pouze s polovičním přenášeným výkonem mínus ztrátový výkon na PN přechodu diody.

Dvojcestný usměrňovač propouští obě půlvlny střídavého signálu na výstup usměrňovače a vzniká zde úbytek napětí na dvou diodách v zapojení. Na výstup usměrňovače je přenášen 100 % výkon mínus ztrátový výkon na dvou PN přechodech diod. [15]

### 2.4.2 Synchronní usměrňovač

Nejčastěji se využívají, jako usměrňovače v aplikacích spínaných zdrojů, DC/DC měničů a mnoha dalších zařízení pro usměrnění pulzního napětí. Důvod používání synchronních usměrňovačů je snaha snížit výkonové ztráty a zvýšit účinnost zařízení. Toho lze docílit nahrazením usměrňovací diody výkonovým tranzistorem MOSFET. Pro vhodné usměrnění musí být tranzistor řízen řídicím obvodem. Nejčastěji logickým nebo mikroprocesorem. Tranzistor musí sepnout a rozepnout ve správný čas a neměl by se lišit od časů spínání běžných Schottkyho diod. Řídicí elektrodou protéká velký proud, který je závislý na frekvenci spínání tranzistorů. V ustáleném stavu tento proud neteče, protože řídicí elektroda Gate je galvanicky oddělena od substrátu.

Na obrázku 2.9 je VA charakteristika synchronního usměrňovače v porovnání s diodovým usměrňovačem. Vzniklé výkonové ztráty na diodě jsou úměrné velikosti napětí  $U$  a procházejícímu proudu  $I$  diodou. Velikost proudu  $I$  odpovídá odporové zátěži, a proto jedinou možností, jak snížit ztráty by bylo snížení napětí  $U$ .



Obrázek 2.9 VA charakteristika synchronního usměrňovače a diodového usměrňovače  
(Převzato z [16])

Z VA charakteristiky lze vyčíst, že při dosažení prahového napětí  $U_F$  usměrňovací diody dochází k prudkému nárůstu proudu  $I_F$  bez dalšího výraznějšího zvyšování napětí. Pro malé proudy je velikost napětí na diodě vysoké a tomu odpovídají i velké výkonové ztráty, které se spočítají podle vzorce [16]:

$$P_Z = I_F * U_F, \quad (9)$$

kde  $P_Z$  jsou výkonové ztráty.

Výkonové ztráty na synchronním usměrňovači tvořeným tranzistorem MOSFET jsou v trvalém sepnutí malé. Se vzrůstajícím proudem  $I_{DS}$  roste úbytek napětí  $U_{DS}$  na tranzistoru téměř lineárně. Pro výpočet ztrátového výkonu tranzistoru je důležitý jeho vnitřní odpor mezi elektrodami Drain and Source  $R_{DS(ON)}$ . Výkonové ztráty poté lze vypočítat podle vzorce [16]:

$$P_Z = R_{DS(ON)} * D * I^2, \quad (10)$$

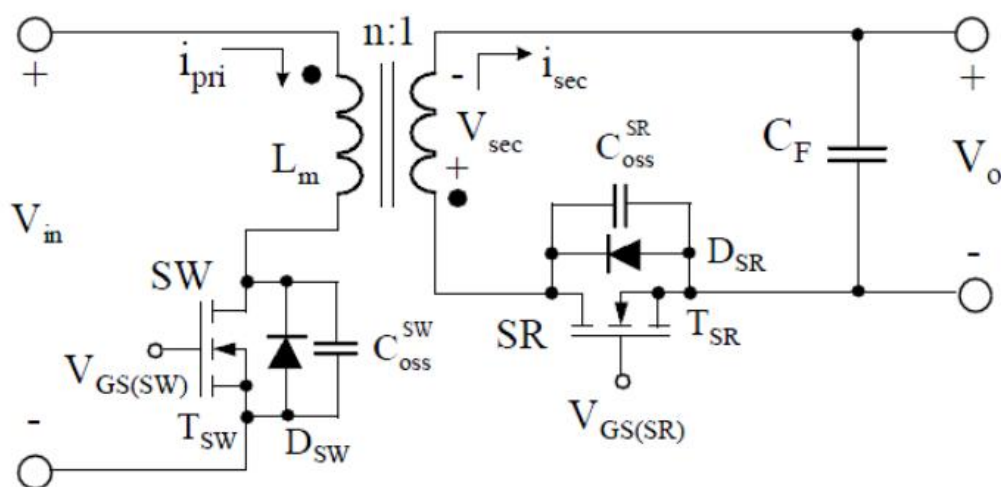
kde  $R_{DS(ON)}$  je odpor mezi Drain a Source,  $I$  je protékající proud a  $D$  je střída usměrňovacího tranzistoru „Duty Cycle“. [16], [17]



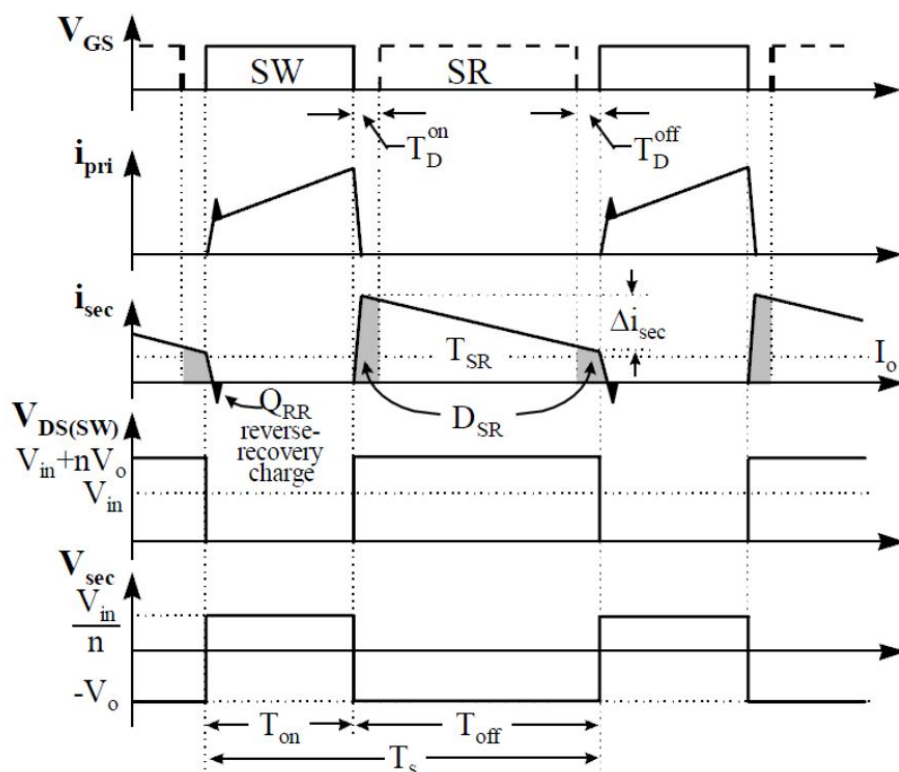
### 2.4.3 Princip synchronního usměrňovače v zapojení blokujícího měniče

Na obrázku 2.10 je zobrazeno zapojení blokujícího měniče se synchronním usměrňovačem. Nezbytný řídicí obvod pro řízení spínání tranzistorů není na schématu uveden.

Naakumulovaná energie v jádře transformátoru způsobí průtok proudu  $I_{\text{SEC}}$  v sekundárním vinutí. Polarita napětí na sekundárním vinutí má opačnou polaritu a dioda tvořící výstupní usměrňovač by byla polarizována v propustném směru. V případě použití synchronního usměrňovače v podobě MOSFET tranzistoru musí být zajištěno sepnutí tranzistoru SR řídicím obvodem. Tím dojde k aktivaci synchronního usměrňovače. Na obrázku 2.11 znázorněno, jako  $T_{\text{SR}}$ . Mezi koncem doby  $T_{\text{ON}}$  a  $T_{\text{SR}}$  vzniká zpoždění  $T_{\text{D(on)}}$  a měnič je uveden do výchozího stavu. Mezi dobou ukončení činnosti synchronního usměrňovače  $T_{\text{SR}}$  a opětovného sepnutí vzniká zpoždění  $T_{\text{D(off)}}$ .



Obrázek 2.10 Schéma zapojení blokujícího měniče s transformátorem a synchronním usměrňovačem (Převzato z [16])



Obrázek 2.11 Průběhy napětí a proudů v závislosti na čase pro schéma zapojení na obrázku 4.4 (Převzato z [16])

Celkové ztráty na synchronním usměrňovači můžeme rozdělit do pěti skupin, které jsou popsány níže:

#### **Ztráty vodivostní $P_{ON}$**

Které se vypočítají pomocí vzorce [18]:

$$P_{ON} = I^2 * R_{DS(ON)} * D, \quad (11)$$

kde střída  $D$  se spočítá jako [18]:

$$D = \frac{T_{ON}}{T}, \quad (12)$$

kde  $T$  je celková perioda,  $T_{ON}$  je doba sepnutí tranzistoru,  $I$  je výstupní proud a  $R_{DS(ON)}$  je odpor kanálu tranzistoru.

### **Ztráty zpožděním $P_D$**

Lze vypočítat následujícím vzorcem [18]:

$$P_D = V_D * I * (t_{Dr} + t_{Df}) * f_{SW}, \quad (13)$$

kde  $V_D$  je úbytek napětí na substrátové diodě,  $f_{SW}$  je spínací frekvence,  $t_{Dr}$  a  $t_{Df}$  jsou zpoždění při sepnutí a rozepnutí, jak je znázorněno na obrázku 2.12 níže.

### **Ztráty vznikající vlivem parazitní kapacity kanálu $P_{Qoss}$**

Se vypočítají následovně [18]:

$$P_{Qoss} = U_{GS} * Q_{oss} * f_{SW}, \quad (14)$$

kde  $U_{DS}$  je napětí Drain-Source a  $Q_{oss}$  je „Outp Charge“, které lze vyčíst z datasheetu datasheetu.

### **Ztráty spínáním $P_{SW}$**

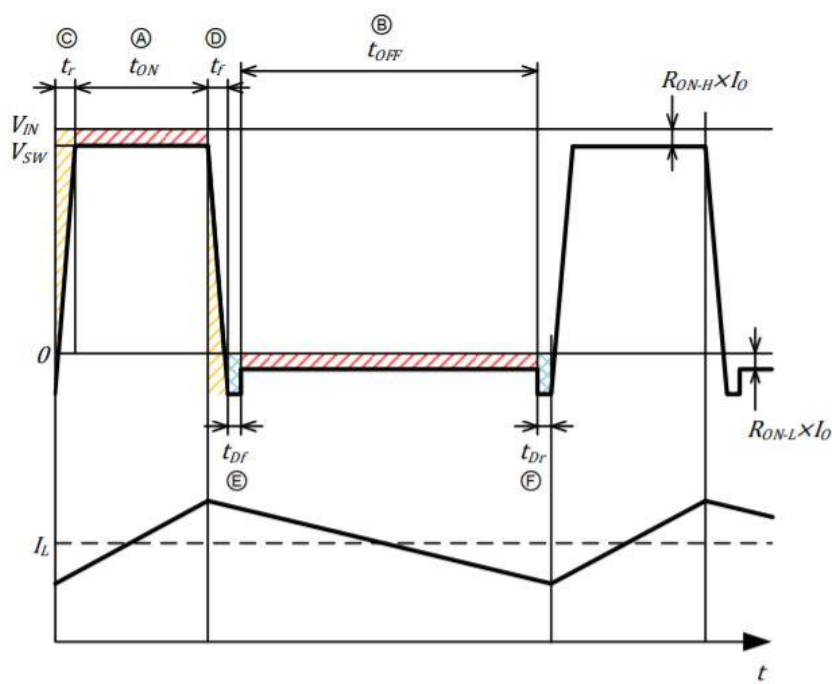
Jsou dány následujícím vzorcem [18]:

$$P_{SW} = \frac{1}{2} * U_{IN} * I * (t_r + t_f) * f_{SW}, \quad (15)$$

kde  $U_{IN}$  je vstupní napětí a  $t_r$  a  $t_f$  je náběžná a sestupná hrana, jak je znázorněno na obrázku 2.12 níže.

Celkové ztráty  $P_{Celk}$  jsou potom dány součtem [18]:

$$P_{Celk} = P_{Qoss} + P_D + P_{ON} + P_{SW}. \quad (16)$$



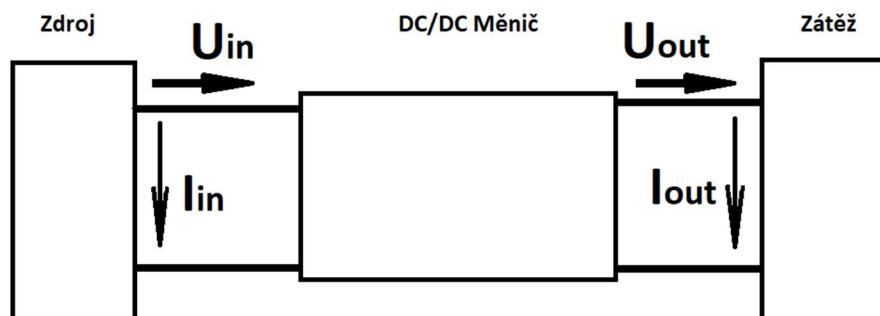
Obrázek 2.12 Graf spínání a ztrát (Převzato z [18])

Celkové ztráty v případě použití synchronního usměrňovače s tranzistorem MOSFET, jsou menší než v případě použití Schottkyho diody, které vyplývají z výpočtů a obrázků v kapitole 1.4.2 a 1.4.3. [16], [18]

## 2.5 DC/DC měniče

Na obrázku 2.13 je znázorněno funkční blokové schéma DC/DC měniče, se vstupním napětím  $U_{in}$ , které se bude zvyšovat nebo snižovat a s výstupním napětím  $U_{out}$ , které bude odpovídat požadované výstupní hodnotě. Pokud je napětí  $U_{in}$  větší než napětí  $U_{out}$ , hovoříme o tzv. měničích snižujících (step-down neboli BUCK). Naopak, pokud je napětí  $U_{in}$  menší než napětí  $U_{out}$ , jedná se o měniče zvyšující (step-up neboli BOOST).

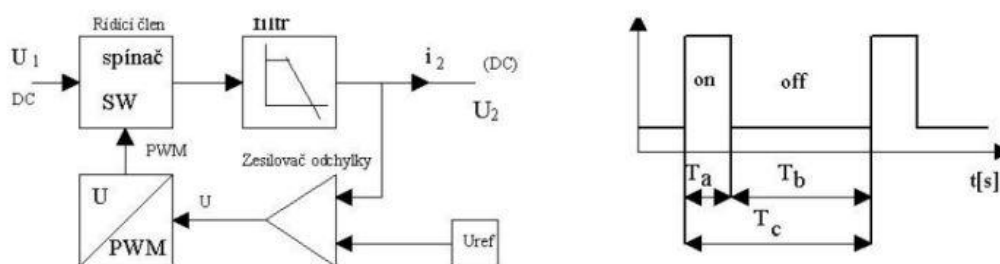
DC/DC měnič je obvod, který mění (zvyšuje nebo snižuje) velikost vstupního napětí. Obecně lze říci, že slouží pro převod mezi různými stejnosměrnými napájecími soustavami. Měniče se skládají z řídicí a silové části. Pro spínání se používají většinou tranzistory, diody nebo integrované obvody. Jako zásobníky energie slouží v zapojení cívky a kondenzátory.



Obrázek 2.13 Funkce DC/DC měniče

DC/DC měniče se převážně používají ve spínaných zdrojích a v mnoha dalších aplikacích, kde je potřeba změny napětí. Jako příklad můžeme uvést zdroje notebooku, počítačových zdrojích, zdroje mobilních telefonů, záložní zdroje UPS, v nabíječkách pro baterie a v dalších různých spotřebičích. [19]

Na obrázku 2.14 níže je obecné schéma měniče, které zobrazuje funkční problematiku návrhu měniče.



Obrázek 2.14 Blokové schéma DC/DC měniče (Převzato z [20])

Člen označen SW pracuje jako spínač, který je na obrázku v části periody  $T_a$  sepnut a v části periody  $T_b$  naopak rozepnut. Celková délka periody  $T_c$  je dána součtem period  $T_a$  a  $T_b$ . Zesilovač odchylky převádí rozdíl mezi žádanou hodnotou výstupního napětí a skutečnou hodnotou napětí na výstupu na časový interval. Měníč je navržen tak, aby výkon ze vstupního zdroje napětí  $U_1$  byl odebírán po dobu periody  $T_a$ . Po dobu periody  $T_b$  je zátěž napájena z naakumulované energie na prvcích C a L.

Ztráty na měniči jsou dány ztrátovým výkonem spínání [20]:

$$P_Z = U_{SAT} * I_2 * k, \quad (16)$$

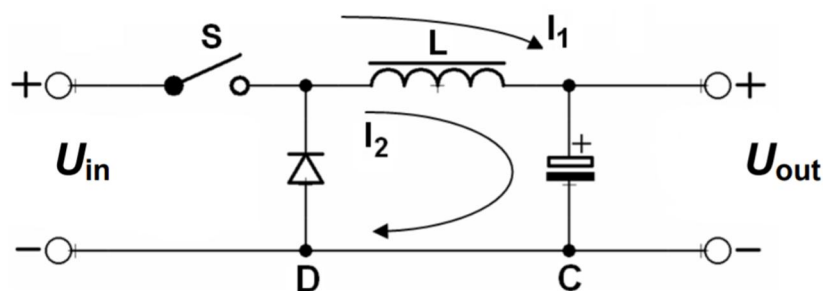
kde  $k$  je dáno vztahem [20]:

$$k = \frac{T_a}{(T_a + T_b)} \rightarrow \frac{T_a}{T_b} \leq 1. \quad (17)$$

Účinnost  $\eta$  těchto měničů se pohybuje kolem 60 % až 95 %. [20]

### 2.5.1 Snižující Step-down měnič s indukčností

Snižující měnič s indukčností v obvodu, která je součástí LC článku je znázorněn na obrázku 2.15 níže. Na výstupu měniče je zapojen kondenzátor, který vlivem proudu  $I_1$  je dobíjen. Při sepnutí spínače  $S$  (doba  $t_1$ ) dochází k nárůstu výstupního napětí. Pokud je velikost kapacity  $C$  a indukčnosti  $L$  velká, nabíjení trvá delší dobu a naopak.



Obrázek 2.15 Zapojení měniče snižujícího napětí (Převzato z [19])

Při rozepnutí spínače  $S$  (doba  $t_2$ ), indukčnost  $L$  se snaží udržet velikost a směr svého proudu. K akumulaci energie dochází během doby sepnutého spínače  $S$ . Tato energie se následně mění na dobíjecí proud  $I_2$ , kterým je dobíjen výstupní kondenzátor  $C$ . Pro uzavření proudového smyčky  $I_2$  se obvod doplní o diodu  $D$ , jak je tomu na obrázku 2.15 výše.

Jednoduše řečeno, při sepnutí spínače  $S$ , roste napětí na výstupu měniče, kdežto během rozepnutí spínače  $S$  výstupní napětí klesá.

Výstupní napětí snižujícího měniče může být maximálně tak velké, jako je napětí vstupní. Aby bylo napětí na výstupu menší, než na vstupu měniče, musí být doba  $t_1 < t_2$ . [19]

Jako výhody a nevýhody zapojení lze uvést následující:

**Výhody:**

- Jednoduchost a nízká cena.

**Nevýhody:**

- Omezený výstupní výkon.
- Galvanické spojení výstupu a vstupu.
- Proudové namáhání tranzistoru při zkratu na výstupu. [8]

### 2.5.2 Matematický popis činnosti měniče Step-down

Při sepnutí spínače S po dobu  $t_1$ , dojde k nárůstu proudu indukčnosti dle matematického popisu níže [19]:

$$dI_1 = \frac{(U_{in} - U_{out}) * t_1}{L}. \quad (18)$$

Po rozepnutí spínače S na dobu  $t_2$  proud tekoucí cívkou bude mít stejný směr a i stejnou velikost podle matematického popisu [19]:

$$dI_1 = dI_2. \quad (19)$$

Proud klesá podle vztahu [19]:

$$U_L = \frac{L * dI}{dt} \rightarrow -dI_2 = \frac{L}{(-U_{out} * t_2)}. \quad (20)$$

Po okamžitém vypnutí spínače S, můžeme položit sobě rovny druhé strany rovnice [19]:

$$U_{out} * t_2 = (U_{in} - U_{out}) * t_1. \quad (21)$$

Po úpravě dostáváme následující vztah [19]:

$$U_{out} = U_{in} * \left[ \frac{t_1}{(t_1 + t_2)} \right] = \frac{U_{in} * t_1}{T} = U_{in} * \delta, \quad (22)$$

kde  $\delta$  [-] je vždy menší než jedna. Proto dochází pouze jen ke snižování vstupního napětí.

Za předpokladu rovnosti výstupního a vstupního výkonu, dostaneme teoretickou 100% účinnost, ze které dopočítáme výstupní proud [19].

$$U_{in} * I_{in} = U_{out} * I_{out}, \quad (231)$$

$$I_{out} = I_{in} * (U_{in}/U_{out}). \quad (24)$$

Pokud doba  $t_1$  a  $t_2$  jsou konstantní v součtu  $\rightarrow T = 1/f = \text{konst.}$  Systém je regulován tak, že pokud dojde k poklesu  $t_1$ , dojde k úměrnému zvýšení doby  $t_2$  a naopak. [19]

### 2.5.3 Zvyšující Step-up měnič s indukčností

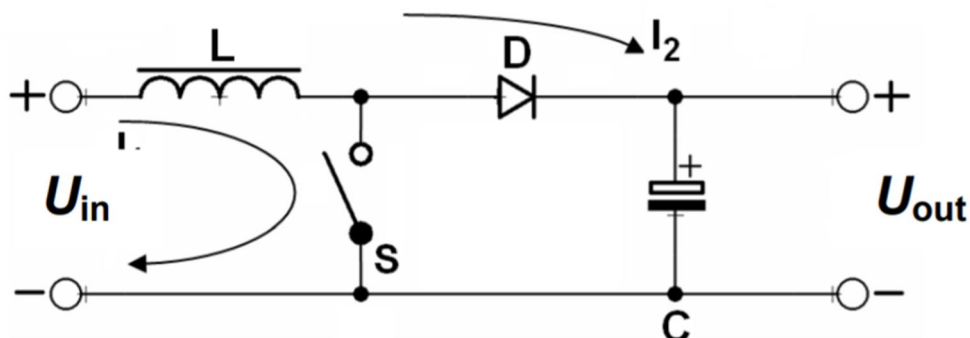
Zapojení měniče (obrázek 2.16) je principiálně stejné, jako v předchozím případě, ale s rozdílem, že spínač je připojen paralelně na společnou svorku. Po dobu, kdy je spínač v sepnutém stavu, dochází k vybíjení kondenzátoru do zátěže. Aby nedocházelo k vybíjení přes sepnutý spínač, musí být v obvodu zapojena dioda D. Dioda je připojena v závěrném směru, tedy neprotéká žádný proud.

Průchodem proudu  $I_1$  cívkou L a zároveň spínačem S dochází k akumulaci energie v magnetickém poli cívky. Velikost této energie A odpovídá velikosti dle následující rovnice [19]:

$$A = \frac{1}{2} * L * I^2, \quad (25)$$

kde L je indukčnost cívky a I je protékající proud.

Proud narůstá do té doby, dokud nedojde k rozepnutí spínače S.



Obrázek 2.16 Zapojení měniče zvyšujícího napětí (Převzato z [19])



Napětí, které dodává proud  $I_2$  do kondenzátoru je dáno součtem napětí na vstupu měniče a napětí naindukovaného na indukčnosti  $L$ . Naindukované napětí závisí na velikosti indukčnosti a délce sepnutí spínače  $S$ .

Výstupní napětí je vždy vyšší než napětí vstupní, protože je tvořeno součtem napětí vstupního  $U_{in}$  a naindukovaného na indukčnosti  $U_{ind}$ .

**Výhodou takového zapojení je:**

- jeho jednoduchost
- nízká cena
- ke zvýšení napětí není potřeba transformátoru.

**Naopak nevýhody jsou:**

- omezený rozsah výkonů a poměrně vysoký výstupní zvlnění při nízkých hodnotách střidy použitých spínaných tranzistorů
- galvanické spojení výstupů se vstupem. [8], [19]

## 2.5.4 Matematický popis činnosti měniče Step-up

Při sepnutí spínače  $S$  po dobu  $t_1$ , dojde k nárustu proudu indukčnosti podle matematického vzorce níže [19]:

$$dI_L = \frac{U_{in} * t_1}{L}. \quad (252)$$

Po rozepnutí spínače  $S$  a po dobu  $t_2$  dostává se následující matematický popis [19]:

$$-dI_2 = \frac{(U_{in} - U_{out}) * t_2}{L}. \quad (26)$$

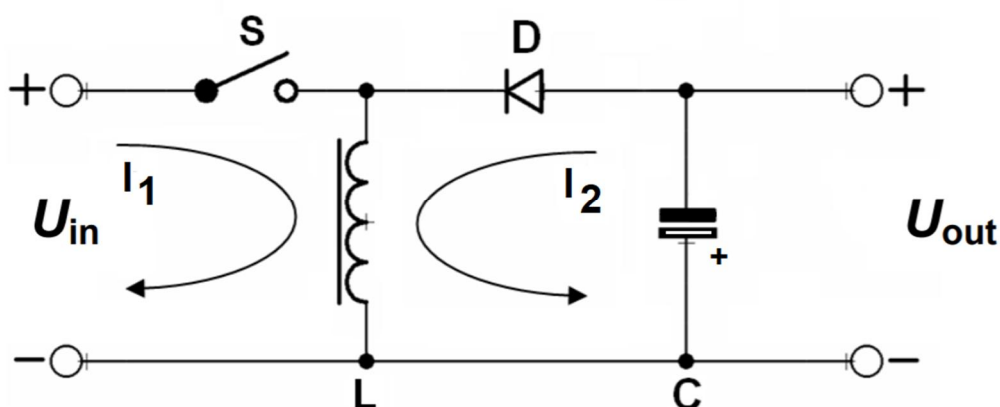
Jelikož  $S < 1$  bude vždy u tohoto typu zapojení platit, že výstupní napětí  $U_{out}$  bude vždy větší, než vstupní napětí  $U_{in}$ . Výsledné výstupní napětí je dáno vztahem [19]:

$$U_{out} = U_{in} / (1 - S). \quad (27)$$

[19]

### 2.5.5 Invertující měnič

V následujícím zapojení, které je uvedeno na obrázku 2.17 je spínač S zapojen do série s indukčností L v obvodu. Po dobu sepnutí  $t_1$  napětí zdroje  $U_{in}$  protéká přes sepnutý spínač S a indukčností L do doby, než dojde k jeho rozepnutí. Jakmile dojde k rozepnutí spínače S, indukčnost se snaží zachovat směr a velikost proudu  $I_1$  proudem  $I_2$ . Proud  $I_2$  protéká na kondenzátor C, který je jím nabíjen. Dioda D je závěrně polarizována a brání tak zpětnému toku proudu, aby nedošlo k přebíjení kondenzátoru na opačnou polaritu. Kondenzátor se nabíjí na opačnou polaritu, než je polarita zdroje napětí  $U_{in}$ .



Obrázek 2.17 Zapojení Invertujícího měniče (Převzato z [19])

Na výstupu měniče dostáváme tak napětí  $U_{out}$ , které má opačnou polaritu, než je polarita vstupního napětí  $U_{in}$ . Z principiálního hlediska je zřejmé, že výstupní napětí může dosahovat vyšší nebo nižší hodnoty vstupního napětí. [19]

### 2.5.6 Matematický popis Invertujícího měniče

Po dobu času  $t_1$ , tedy sepnutí spínače S, lze chování obvodu popsat následujícím matematickým vztahem [19]:

$$\frac{-U_{in} \cdot t_1}{L} = dI_1. \quad (28)$$

Po dobu  $t_2$ , tedy rozepnutí spínače S se obvod matematicky chová následovně [19]:

$$\frac{-U_{out} \cdot t_2}{L} = -dI_2. \quad (29)$$

Sloučením obou rovnic získáme [19]:

$$U_{out} = \frac{-U_{in} * \delta}{(1-\delta)} = \frac{-U_{in}}{[\frac{1}{\delta}-1]} . \quad (30)$$

Z výše uvedeného vztahu vyplývá, že pokud bude  $\delta = 0,5$ , pak  $1 / \delta$  nabývá hodnoty 2. Výsledek v hranaté závorce je rovno jedné, a proto platí  $U_{out} = -U_{in}$ . Pokud bude hodnota  $\delta$  menší, jak 0,5, potom platí  $1 / \delta > 2$  a výsledek v hranaté závorce bude větší než 1, a tím výstupní napětí  $U_{out}$  bude menší než  $U_{in}$ . Bude-li hodnota  $\delta$  v mezích od hodnoty  $0,5 < \delta < 1$ , pak bude i výraz  $1 / \delta$  v rozmezí 1 a 2 a jmenovatel hranaté závorky bude nabývat hodnot v rozmezí 0 a 1. Pokud nastane tento případ, pak bude platit, že výstupní napětí  $U_{out}$  bude větší než vstupní napětí  $U_{in}$ .

Výsledná velikost indukčnosti se ve všech případech určí z úvahy o přenášeném výkonu  $A$  za dobu periody  $T$  podle vzorce [19]:

$$P = A/T, \quad (31)$$

kde perioda  $T = t_1 + t_2$ .

Po dosazení energie, která je akumulována v magnetickém poli podle [19]:

$$P = \frac{L * I^2}{2 * T} = (L * I^2 * f) / 2, \quad (32)$$

kde  $f$  je frekvence spínání spínače.

Pracovní výkon současně souvisí s velikostí výstupního napětí  $U_{out}$  a odporu cívky  $R_L$  podle vzorce [19]:

$$P = \frac{U_{out}^2}{R_L}. \quad (33)$$

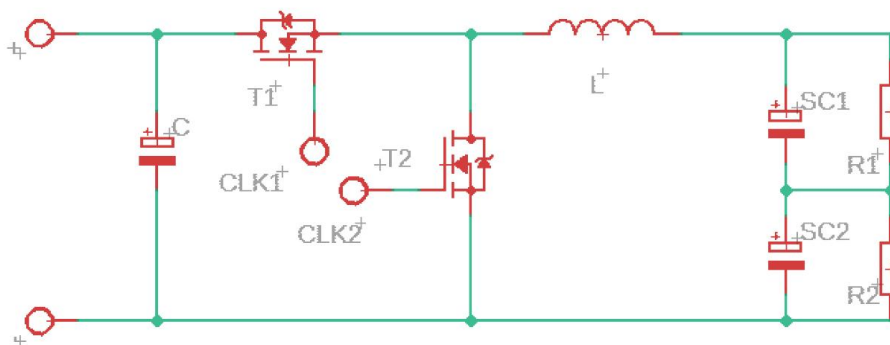
Porovnáním obou vztahů se dojde k výpočtu potřebné indukčnosti  $L$  podle vzorce níže [19]:

$$L = \frac{2 * U_{out}^2}{R_L * I^2 * f}. \quad (34)$$

[19]

## 2.5.7 Obousměrný DC/DC měnič

Jak název napovídá, jedná se o zvyšující a zároveň snižující DC/DC měnič, jehož funkce spočívá v nabíjení superkapacitoru nebo jiného zdroje akumulujícího energii z hlavního napájecího zdroje a při jeho výpadku naopak energii zvyšovat z akumulárního prvku. Toho lze dosáhnout spojením snižujícího a zvyšujícího měniče dohromady, jak je na obrázku 2.18 níže.



Obrázek 2.18 Zapojení obousměrného měniče

Princip funkčnosti obousměrného měniče je založen ve spínání a rozpínání tranzistorů T1 a T2 řídicí logikou a tím nabíjení a vybíjení superkapacitorů. Používá se pouze jednoho řídicího signálu pro buzení řídicího hradla tranzistoru. Druhý signál je nulový, a tak je zajištěno uzavření druhého tranzistoru, který nepracuje jako spínač, ale jako usměrňovač pomocí substrátové diody.

Zapojení funguje jako step up měnič (blokující měnič), jeli v provozu spodní tranzistor T2 (na hradlo Gate je přiveden budící signál CLK2). Horní tranzistor T1 je uzavřený a jeho substrátová dioda pracuje jako usměrňovač step-up měniče. Superkapacitory jsou vybíjeny do zátěže.

Jakmile se budící signál přivede na řídicí hradlo tranzistoru T1 (CLK1) a zároveň na hradlo tranzistoru T2 se nepřivádí žádný signál, měnič funguje v zapojení Step-down měniče. Superkapacitory jsou nabíjeny ze vstupního zdroje napájení.

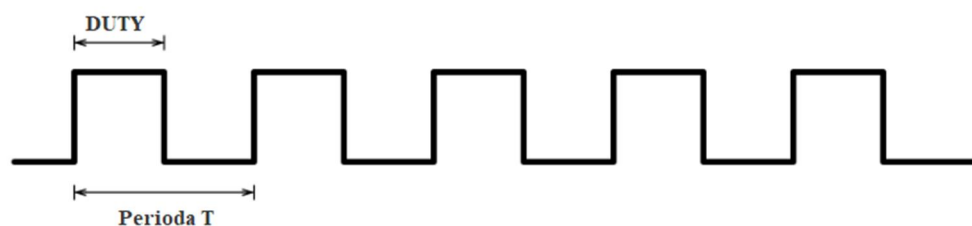
## 2.6 Řídící obvody měničů

Řídící obvod měniče má za úkol udržovat výstupní napětí na zvolené úrovni. V dnešní době se na trhu součástek vyskytuje nezměrné množství integrovaných obvodů, které jsou určeny pro takovéto aplikace. Jejich největší výhodou, pro kterou jsou vyhledávány a používány je, že obsahují všechny potřebné a ochranné bloky pro bezproblémovou funkčnost. Ke své funkčnosti jsou opatřeny malým množstvím externích součástek.

Samotné integrované obvody využívají mnohé ochrany, které zabraňují jejich poškození při provozu. Při přehřívání integrovaného obvodu je omezen ztrátový výkon, čímž se předejde zničení čipu i obvodů na něj přímo připojených. Často se u těchto obvodů, případně i vně nachází snímací rezistor, na kterém vzniká úbytek napětí a při jeho překročení v případě zkratu nebo přepětí, se obvod ochrání před zničením zmenšením střídavého signálu, a nebo i úplným vypnutím. [19]

## 2.7 PWM

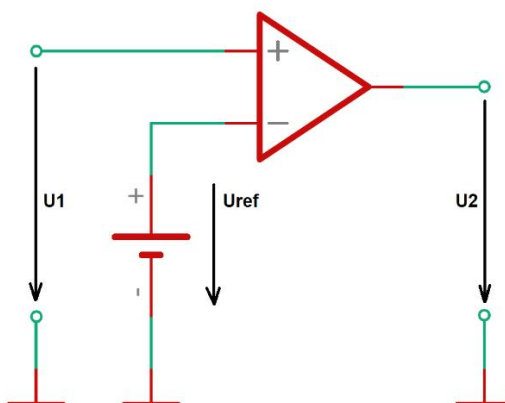
PWM - „Pulse width modulation“, neboli pulsně šířková modulace je obdélníkový signál, u kterého je možné měnit délku času signálů  $t_1$  a  $t_2$ . Součtem signálů  $t_1$  a  $t_2$  dostáváme celkovou periodu signálu  $T$ . Na obrázku 2.19 je perioda signálu uvedena jako „Perioda  $T$ “. Tento obdélníkový signál se porovnává v komparátoru, který je zobrazen na obrázku 2.20 níže, se stejnosměrným signálem přivedeným na druhý vstup. Požadavkem na signál přivedeným na vstup komparátoru je především jeho kvalita. Náběžná hrana se sestupnou hranou musí být dostatečně strmé, aby se předešlo ztrátám na spínacím prvku. Časy signálu  $t_1$  a  $t_2$  se mění pomocí změny velikosti stejnosměrné složky přivedené na vstup komparátoru. Pokud stejnosměrné napětí roste, mění se i poměr délek stran  $t_1$  a  $t_2$ . Způsobem zapojení jednotlivých vstupů komparátoru se určí, zdali se délka času signálu  $t_1$  bude zvětšovat s rostoucím napětím nebo naopak zmenšovat. Nejvíce se využívá zapojení takové, aby se při rostoucí stejnosměrné složce délka sepnutí zkracovala. Pokud dojde ke zvýšení napětí na výstupu měniče, čas sepnutí se zkrátí, a tím se dosáhne opětovného dorovnání napětí zpět k nižší hodnotě. [19]



Obrázek 2.19 Ukázka PWM signálu

## 2.8 Komparátor

Komparátor slouží k porovnání dvou napětí, a to jednoho signálu z oscilátoru a stejnosměrného signálu závislého na výstupním napětí. Velký důraz se klade na rychlost a přesnost komparátoru. Měniče pracují na vysokých kmitočtech, kde je zapotřebí ostré náběžné a sestupné hrany. Základní zapojení OZ, jako komparátoru je znázorněno níže na obrázku 1.23.[19], [21]



Obrázek 2.20 Zapojení komparátoru s OZ bez hystereze (převzato z [21])

## 2.9 Zdroj referenčního napětí

Zdroj referenčního napětí je zdroj napětí, který dodává stabilní konstantní napětí okolním obvodům zdroje. Napětí referenčního zdroje pro integrované obvody se pohybuje okolo 1,2 V a mělo by být nezávislé na okolních podmínkách. [19]

## 2.10 Generátor řídicích impulsů

Oscilátor je nedílnou součástí spínaných zdrojů, a tedy i měničů. Vytváří pilový nebo trojúhelníkový signál, na který jsou kladeny požadavky velké přesnosti bez zákmitů, stabilita amplitudy a kmitočtu v závislosti na okolních podmínkách. Oscilátory jsou buď externí nebo interně zabudovány do IO. V případě integrace oscilátoru do IO je jeho kmitočet měněn pomocí pár externě přidaných RC součástek. S nižším kmitočtem oscilátoru nabývá pravidla větší indukčnosti jádra cívky, než při vyšším kmitočtu. [19]

### 3 PRAKTICKÁ ČÁST - NÁVRH DC/DC MĚNIČE

Na obrázku 3.1 níže je zobrazeno blokové schéma zapojení DC/DC měniče se superkapacitory. Na vstup zařízení je přiváděno vstupní napětí 36 V ze zdroje napětí U, které se bude transformovat pomocí Step-down měniče na 10,4 V a nabíjet superkapacitory.

Superkapacitory nejčastěji pracují s jmenovitým napětím 2,7 V, které je pro návrh celkového zařízení nedostačující, protože zvyšující měnič pracuje s minimálním vstupním napětím 4 V. Proto se využije spojení čtyř SC do série k získání čtyřnásobného napětí. Ke každému SC musí být zapojen balancér, aby nedošlo k jejich poškození z důvodu přebíjení (více informací je popsáno v kapitole 2.3.2). Čtyřnásobné napětí na SC je následně transformováno pomocí Step-up měniče na původní napětí 36 V.



Obrázek 3.1 Blokové schéma DC/DC měniče

#### 3.1 Step-up měnič s IO LM2587

Integrovaný obvod LM2587 je monoliticky integrovaný obvod speciálně vyrobený za účelem použití jako blokující měnič (flyback converter), zvyšující měnič (boost/step-up converter) a propustný měnič (forward converter). IO je k dispozici ve 4 verzích s různými výstupními napětími (3,3 V; 5,0 V; 12 V) a s nastavitelným výstupním napětím.

Jelikož je potřeba minimální počet vnějších komponentů pro jeho správnou funkčnost, jsou tyto regulátory cenově výhodné a jednoduché na použití. V katalogovém listu jsou uvedeny typické zapojení zvyšujících a blokujících měničů, které lze využít pro návrh požadovaných zařízení. V katalogovém listu jsou dále uvedeny návody ohledně



diod a kondenzátorů a skupiny standardních induktorů a zpětnovazebních transformátorů, které jsou navrženy tak, aby se daly použít s těmito spínacími měniči.

IO obsahuje spínací bipolární tranzistoru typu NPN a je schopné dodávat výstupní proud až 5,0 A při výstupním napětí do 65 V. Integrovaný obvod LM2587 chrání nadproudová a tepelná ochrana (speciální systém obvodů) a podpěťová ochrana. Obvod je schopný pracovat ve velkém teplotním rozsahu, a to už od -40 °C až do +125 °C. Tento IO obsahuje vnitřní oscilátor se spínací frekvencí 100 kHz, který umožňuje použití malých cívek. Výstupní napětí obvodu je porovnáváno s jiným referenčním napětím, které je nastaveno na 1,23 V.

Mezi další parametry patří režim „soft start“, který snižuje zvlnění proudu na vstupu, režim regulace proudu ke zlepšení odporu vstupního napětí a přechodových jevů na výstupu při zatížení, a omezování obvodu po každém cyklu (tzv. „cycle-by-cycle“). V rámci stanoveného vstupního napětí a zatížení při výstupu je pro tento systém elektrického zdroje zaručena tolerance výstupního napětí  $\pm 4\%$ . [22]



Figure 2. Bent, Staggered Leads  
5-Lead TO-220 (NDH)  
Top View



Figure 4. 5-Lead TO-263 (KTT)  
Top View



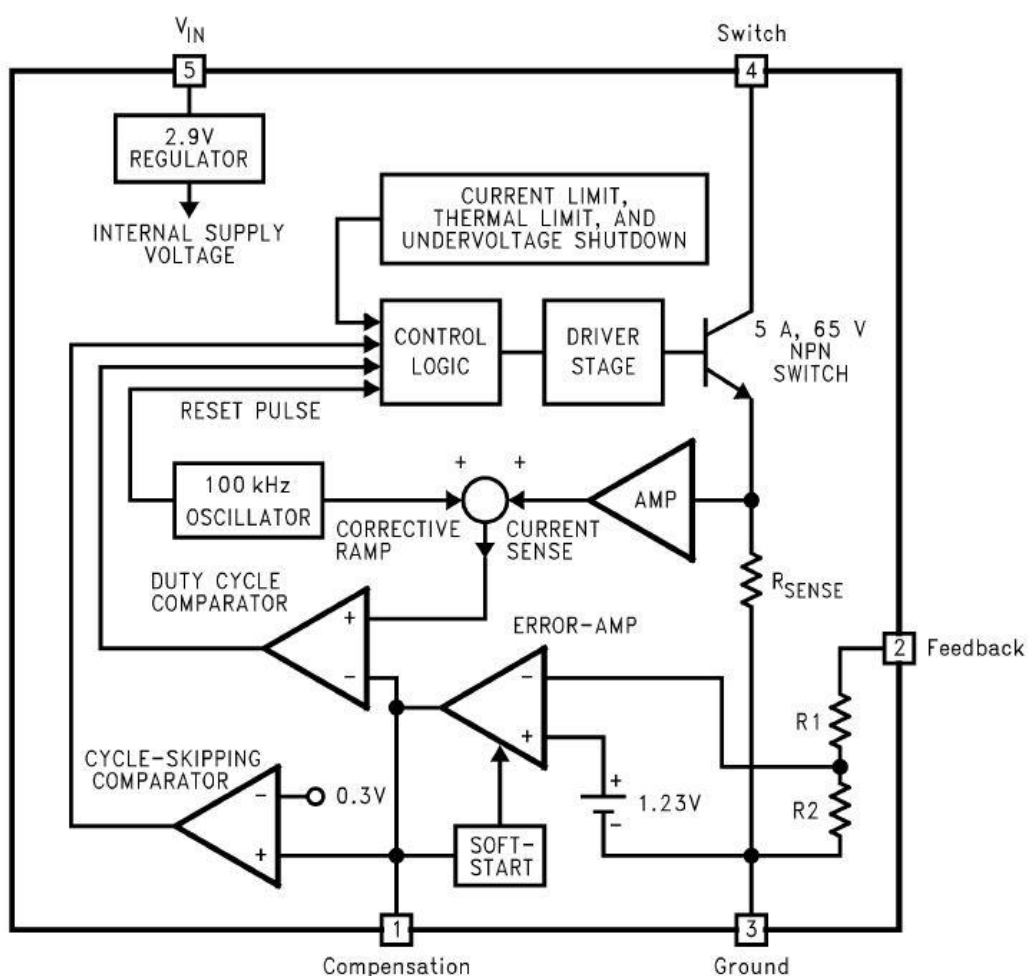
Figure 3. Bent, Staggered Leads  
5-Lead TO-220 (NDH)  
Side View



Figure 5. 5-Lead TO-263 (KTT)  
Side View

Obrázek 3.2 Možnosti pouzder pro LM 2587 (převzato z [22])

Integrovaný obvod se vyrábí ve dvou provedení. V THT provedení s vývodovým pouzdem TO-220 nebo v SMD provedení s pouzdem TO-263. Obě provedení pouzder součástek je znázorněno na obrázku 3.2 výše. Na obrázku 3.3 níže je vnitřní schéma zapojení integrovaného obvodu LM2587. [22]



Obrázek 3.3 Blokový diagram IO LM258 (převzato z [22])

Odpor  $R_{SENSE}$  hlídá velikosti tekoucího proudu do spínacího tranzistoru.

Výstupní napětí obvodu LM2587 s příponou ADJ je nastavitelné změnou odporů odporového děliče  $R_1$  a  $R_2$  podle vzorce [22]:

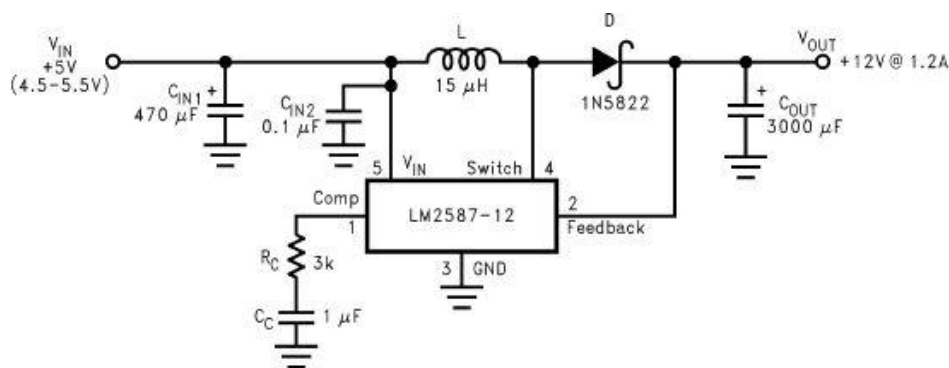
$$V_{OUT} = V_{REF} * \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right), \quad (35)$$

kde referenční napětí  $V_{REF}$  je 1,23 V.

Teoreticky, výstupní napětí měniče může nabývat nekonečného výstupního napětí, které závisí pouze na počtu vinutí cívky nebo transformátoru. Nicméně výstupní napětí je také limitováno fyzikálními vlastnostmi indukčnosti, kapacitoru, diody a případně i transformátoru. Jako příklad limitace lze uvést „recovery time“ výstupní diody. [22]

### 3.1.1 Katalogové zapojení Step-up měniče v zapojení BOOST

Na obrázku 3.4 je znázorněno LM2587 v zapojení step-up (boost) měniče.



Obrázek 3.4 Katalogové zapojení BOOST měniče (převzato z [22])

Jedná se o spínaný měnič, který produkuje větší výstupní napětí, než je vstupní napájecí napětí. Při sepnutí vnitřního NPN tranzistoru se proud na induktoru zvyšuje v poměru  $V_{IN}/L$  a veškerou energii si uloží do induktoru. Jakmile dojde k odepnutí tranzistoru, polarita napětí na cívce se změní a proud protéká skrz diodu D do výstupního kondenzátoru  $C_{OUT}$  rychlostí  $(V_{OUT} - V_{IN}) / L$ . Tedy k hromadění energie na indukčnosti dochází v sepnutém stavu a během doby rozepnutí je tato nahromaděná energie přenášena na výstup měniče. [22]

### 3.1.2 Návrh Step-up měniče s LM2587ADJ

Pro návrh step-up měniče bylo vycházeno z katalogové specifikace výrobce, kde jsou uvedeny veškeré potřebné výpočty a obvodové diagramy potřebné ke zpracování návrhu funkčního zařízení.

V zadání práce je dán požadavek výstupního napětí 36 V. Proto pro výpočet požadovaného výstupního napětí byl použit vzorec, kde  $V_{out}$  je dáno napětíovou referencí  $V_{REF}$ , která je 1,23 V a napětíovým děličem  $R_1$  a  $R_2$ . Pro doladění výstupního napětí  $V_{OUT}$  je použito pevného rezistoru  $R_2$  a k němu přidaného druhého rezistoru  $R_{2TRIM}$ . Toto zapojení je zvoleno z důvodu předejití zvolení špatné hodnoty rezistoru na děliči napětí a tím nastavení větší hodnoty výstupního napětí. Tím se předejde maximálnímu výstupnímu napětí na měniči a zamezí se zničení výstupního elektrolytického kondenzátoru (čím menší hodnota  $R_2$ , tím větší výstupní napětí  $V_{out}$  bude) a integrovaného obvodu.

Výstupní napětí  $V_{OUT}$  se vypočítá podle vzorce níže [22]:

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right). \quad (36)$$

Odpor  $R_1$  je zvolen na pevně s hodnotou  $33 \text{ k}\Omega$ , pak výpočty pro  $V_{OUTmin}$  a  $V_{OUTmax}$  jsou následující [22]:

$$V_{OUTmin} = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_{2TRIM}}\right) = 1,23 \times \left(1 + \frac{33 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}\right) = 21,5 \text{ V}, \quad (37)$$

$$V_{OUTmax} = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = 1,23 \times \left(1 + \frac{33 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega}\right) = 41 \text{ V}. \quad (38)$$

Při výpočtu  $V_{OUTmax}$  byla vzata v úvahu procentuální tolerance výstupního napětí  $\pm 4 \%$ . Tedy  $V_{OUTmax}$  se může pohybovat v intervalu 39 až 42,5 V při selhání  $R_{2TRIM}$ . Nedojde tedy k tomu, že by výstupní napětí bylo menší, než požadované 36 V.

Všechny typy těchto regulátorů mohou trpět nestabilitou způsobenou subharmonickými oscilacemi, které se projevují při „duty“ neboli střídě okolo 50 %. Aby tento nežádoucí efekt byl potlačen, musela být stanovena nejnižší možná hodnota indukčnosti k zajištění stability dle následujícího vzorce [23]:

$$D = \frac{V_{OUT} + V_F - V_{IN}}{V_{OUT} + V_F - V_{SAT}} = \frac{36 + 0,5 - 10,8}{36 + 0,5 - 0,6} = 0,71, \quad (39)$$

kde  $V_F$  je prahové napětí Schottkyho diody a  $V_{SAT}$  je změna napětí při změně teploty.

Toto napětí lze vyčíst z grafu datasheetu.

Rovnice 40 popisuje výpočet potřebné indukčnosti  $L_{min}$  cívky [23]:

$$L_{min} = \frac{2,92[(V_{INmin} - V_{SAT}) \times (2D_{max} - 1)]}{1 - D_{max}} = \frac{2,92[(4 - 0,6) \times (1,6 - 1)]}{1 - 0,8} = 83 \text{ }\mu\text{H}. \quad (40)$$

V mnoha případech není zapotřebí použití chladiče k udržení povoleného rozsahu pracovní teploty pro bezproblémový provoz LM2587.

Pro zjištění potřeby použití chladiče se musí vzít v úvahu následující podmínky:

- Maximální okolní teplota.
- Maximální výkonové (tepelné) ztráty.
- Maximální přípustná provozní teplota IO 125 °C. Pro bezpečný provoz je doporučována maximální teplota do 110 °C.
- Odpor pouzdra LM2587.

Celkové tepelné ztráty  $P_D$  integrovaného obvodu s maximálním výstupním proudem  $I_{LOAD}$  se vypočítají [23]:

$$P_D = 0,15\Omega \times \left(\frac{I_{LOAD}}{1-D}\right)^2 \times D + \frac{I_{LOAD}}{50 \times (1-D)} \times D \times V_{IN} = 0,15 \times \left(\frac{1,2}{1-0,71}\right)^2 \times 0,71 + \frac{1,2}{50 \times (1-0,71)} \times 0,8 \times 10,8 = 2,4 \text{ W.} \quad (41)$$

Takovéto celkové ztráty budou uchlazeny deskou plošných spojů, a proto není zapotřebí do návrhu zahrnout použití externího chlazení.

Doporučený kapacitor na vstupu měniče dle výrobce součástky je 100  $\mu\text{F}$  a na výstup pro výstupní napětí  $V_{OUT}$  kapacitor elektrolytický 1,2 mF / 50 V. [22]

Step-up měnič nedisponuje synchronním usměrňovačem na výstupu. Jako usměrňovač je použita Schottkyho diodou. Ztráty na diodě při maximálním výstupním proudu  $I_{LOAD}$  nejsou velké, jsou srovnatelné se ztrátami na synchronním usměrňovači s tranzistorem MOSFET. Ztráty na Schottkyho diodě  $P_{Schott}$  se vypočítají následujícím vztahem:

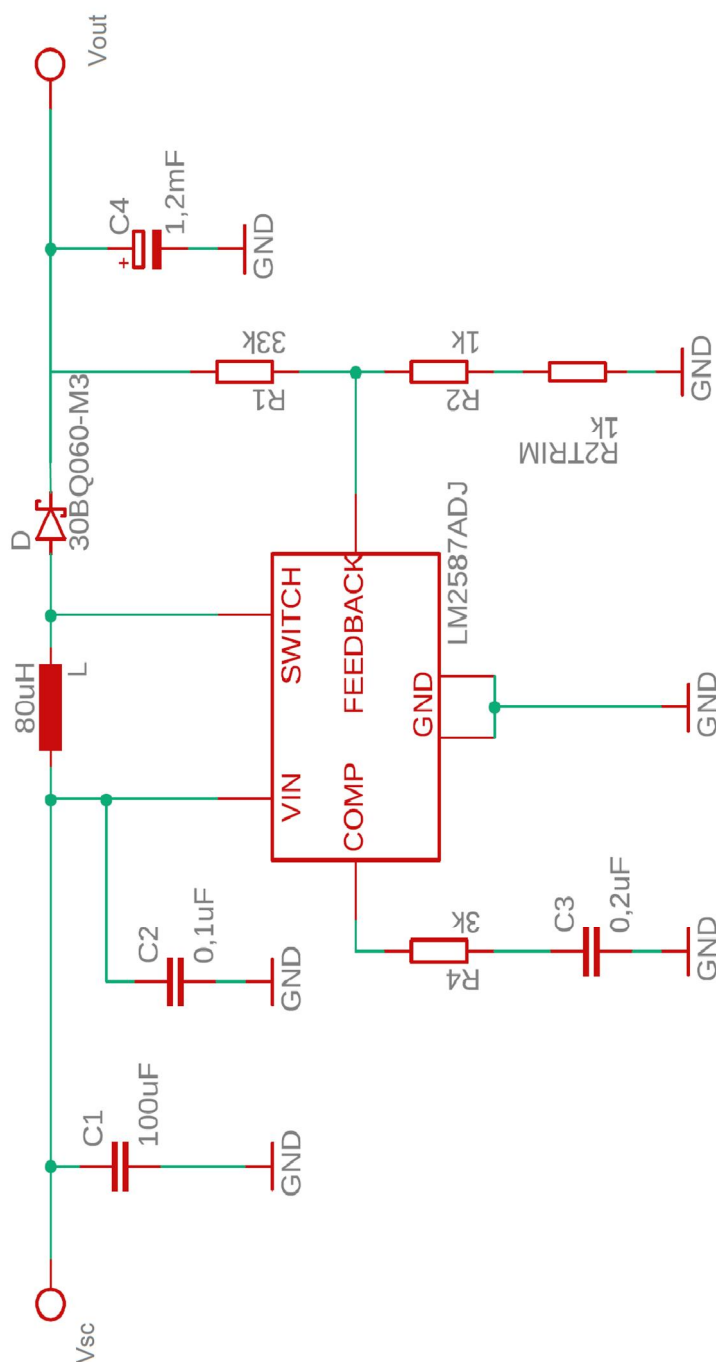
$$P_{Schott} = U_D * I_{LOAD} = 0,4 * 1,2 = 0,48 \text{ W}, \quad (42)$$

kde  $U_D$  je prahové napětí Schottkyho diody.

V případě požadavku vyšších proudových odběrů na výstupu Step-up měniče by ztráty narůstaly. K jejich snížení by muselo být použito Synchronního usměrňovače s tranzistorem MOSFET, který by musel být řízen řídicím obvodem. To by vedlo ke složitějšímu řešení návrhu zařízení.

### 3.1.3 Schéma zapojení Step-up měniče

Navržené schéma zapojení Step-up měniče zobrazeného na obrázku 3.5 vychází z katalogového zapojení součástky a výše vypočítaných hodnot externích součástek.



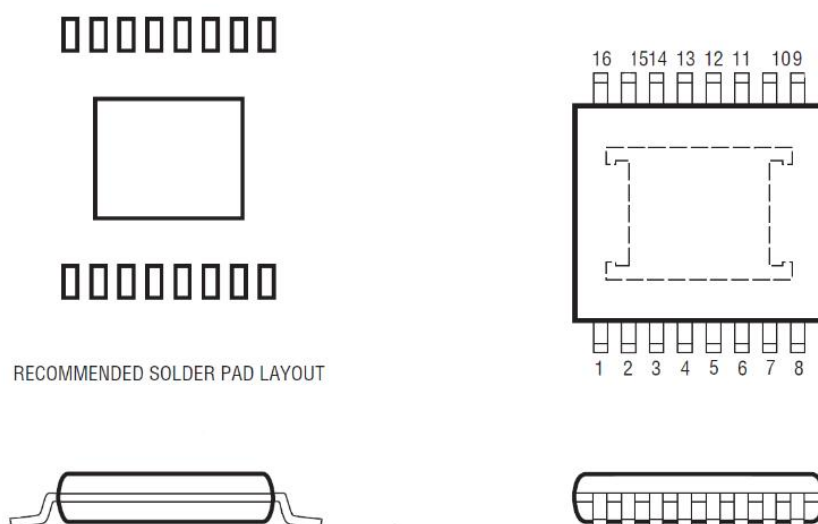
Obrázek 3.5 Schéma zapojení Step-Up měniče s LM2587ADJ

### 3.2 Step-down měnič s IO LT3800

Integrovaný obvod LT3800 je snižující synchronní měnič napětí se spínací frekvencí 200 kHz. Díky synchronnímu usměrňovači v zapojení, jsou omezeny výkonové ztráty zapojení. K IO jsou běžně zapojovány tranzistory MOSFET s kanálem typu N, přičemž vstupní napětí obvodu se může pohybovat v rozsahu od 4 V do 60 V a výstupní napětí až do 36 V s přesností  $\pm 1\%$ .

Spínací tranzistory MOSFET využívají vnitřního dynamického zapojení známého pod názvem „bootstrapping“, čímž za normálního chodu v zapnutém stavu dochází k maximálnímu zvýšení napětí mezi hradlem („Gate“) a emitorem („Source“), což zlepšuje účinnost integrovaného obvodu.

Měnič LT3800 má zabudovaný režim BurstMode, který snižuje klidový proud bez zatížení na 100  $\mu\text{A}$ . K lepší účinnosti při nízkém zatížení přispívá tlumivka pro indukovaný proud v opačném směru, která umožňuje měnič přerušovaný chod. Oba režimy, BurstMode i tlumení lze vypnout. LT3800 má funkci „soft-start“, která přímo řídí rychlost přeběhu výstupního napětí měniče, což snižuje zvlnění proudu na vstupu a překmity. LT3800 je k dispozici v šestnácti-vývodovém tepelně odolnějším pouzdře TSSOP-16, „Thin small outline package“, které je zobrazeno na obrázku 3.6 níže. Obvod je schopen pracovat s účinností 85 až 98 % při teplotním rozmezí  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  do  $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ . [24]

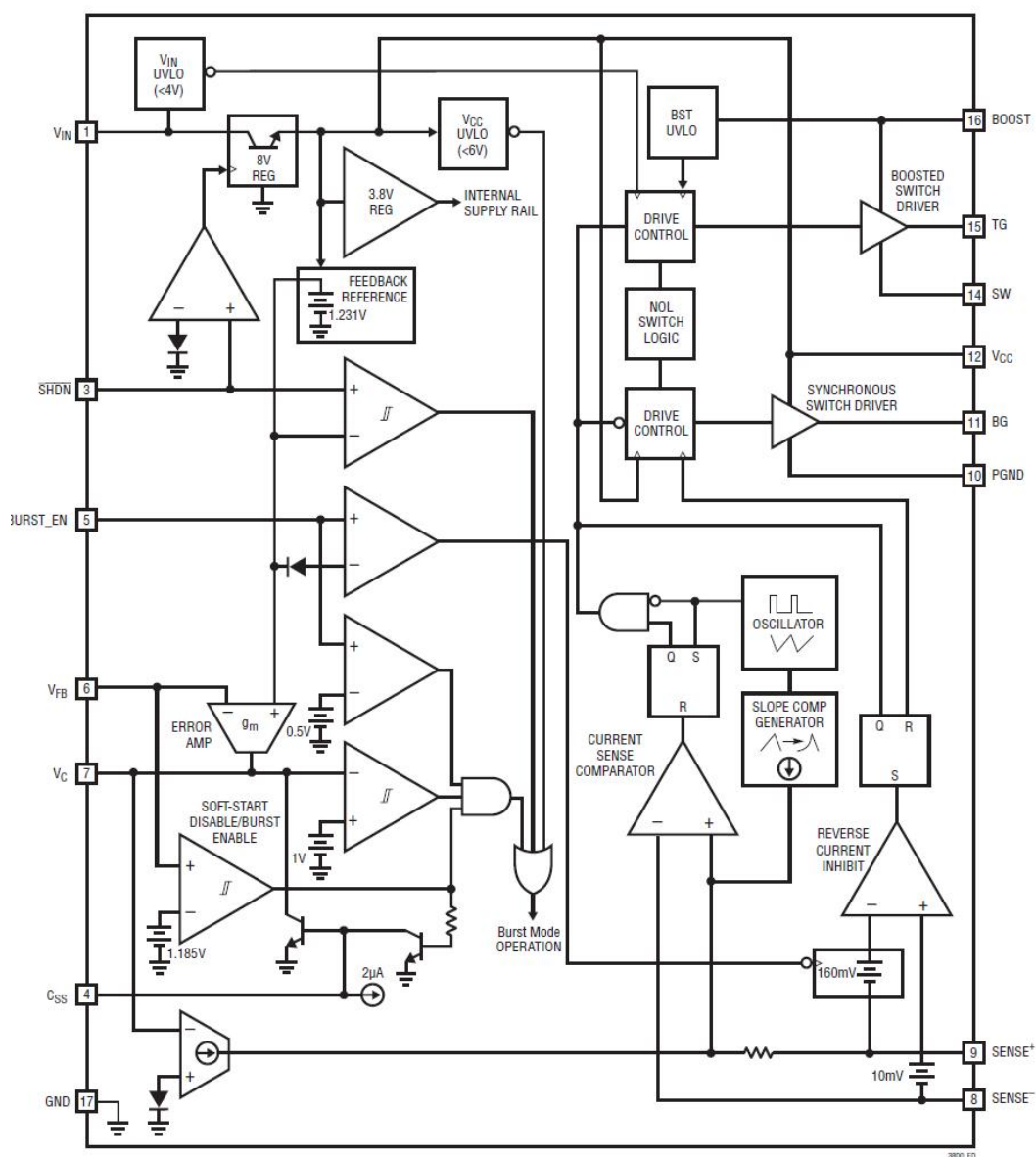


Obrázek 3.6 Pouzdro TSSOP LT3800 (převzato z [24])

Integrovaný obvod LT3800 se nejčastěji využívá pro:

- Pro napájecí zdroje v automobilech a těžké technice.
- Napájecí zdroje až 48 V.
- Letecké a průmyslové řídicí systémy.
- Výkonové měniče. [24]

Vnitřní zapojení IO je zobrazeno na obrázku 3.7.



Obrázek 3.7 Blokový diagram LT3800 (převzato z [24])



### 3.2.1 Popis pinů integrovaného obvodu LT3800

**V<sub>IN</sub> (Pin 1):** Pin pro přivedení vstupního napájecího napětí.

**NC (PIN2):** Pin se nepřipojuje.

**SHDN (PIN 3):** Pin pro rychlé odpojení IO při podpětí na vstupu „Under voltage“ měniče. Potřebné napětí pro povolení této funkce je 1,35 V s maximální hysterezí 120 mV. Pokud je obvod v „Shut down“ módu je vypnutý. Pokud napětí na pinu poklesne pod 0,7 V, IO se přepne do takzvaného nízkoproudového odběrového režimu, který je <10 μA.

**C<sub>SS</sub> (Pin 4):** Tento pin slouží pro „Soft-Start“, což slouží pro pomalejší náběh obvodu, aby nedošlo k vyššímu napětí na výstupu měniče, než je požadováno. Při zapojení tohoto pinu je obvod při rozběhu/spuštění regulovanější. K umožnění této funkce se zapojí rezistoru 200 kΩ do série s kapacitorem (C<sub>SS</sub>) na pin C<sub>SS</sub>. Pro výpočet kapacitoru pro požadovanou startovací rychlost slouží následující vztah [14]:

$$C_{SS} = \frac{2\mu A}{\left(\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t}\right)}. \quad (43)$$

**BURST\_EN (Pin 5):** Tento pin slouží pro povolení asynchronního módu integrovaného obvodu, aby se zvýšilo efektivnosti během nízkých proudových zátěží na výstupu měniče. Pokud je napětí na pinu nižší než 0,5 V, pak je funkce povolena. Typickým řešením je spojení pinu se zemí. Pokud je napětí na vstupu pinu vyšší, než 2,5 V, pak je asynchronní funkce IO vypnuta.

**V<sub>FB</sub> (Pin 6):** Na pin je připojen odporový dělič R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, kterým se nastavuje výstupní napětí měniče. Pro stabilizaci výstupního napětí je využíváno vnitřního referenčního napětí V<sub>ref</sub>, které je v tomto případě 1,23 V. Výstupní napětí měniče se vypočítá pomocí matematického vztahu níže [14]:

$$R_2 = R_1 * \left(\frac{V_{OUT}}{1,231} - 1\right). \quad (44)$$

**V<sub>C</sub> (Pin 7):** Na pin se připojuje integrační RC členek, který je zapojen na zem. Slouží pro kompenzaci regulační smyčky, což znamená optimalizaci při přechodné rychlé změně zátěže.

**SENSE<sup>-</sup> (Pin 8):** Záporný vstup integrovaného obvodu pro snímání výstupního proudu. Pokud bude na vstupu pinu překročeno napětí  $\pm 150$  mV, IO začne regulovat proud cívky.

**SENSE<sup>+</sup> (Pin 9):** Kladný vstup integrovaného obvodu pro snímání výstupního proudu. Pokud bude na vstupu pinu překročeno napětí  $\pm 150$  mV, IO začne regulovat proud cívky. SENSE<sup>-</sup> a SENSE<sup>+</sup> limitují proud cívky, aby se nedostala do saturace.

**PGND (Pin 10):** „High Current Ground Reference“ je výkonová zem pro spínací tranzistor oddělující signálovou zem SGND. Zamezuje se tím vytváření zemních proudových smyček na plošném spoji.

**BG (Pin 11):** „Synchronous Switch Gate Drive output“ neboli synchronní řízení spínacího tranzistoru.

**V<sub>CC</sub> (Pin 12):** „Internal Regulator Output“ Tento pin je výstupní pin vnitřního spínavého zdroje sloužícího k napájení většiny vnějších obvodů. Tento pin je spojen se zemí PGND přes kapacitor 1  $\mu$ F s nízkým ESR.

**NC (Pin 13):** Pin se nepřipojuje.

**SW (Pin 14):** Reference pro V<sub>BOOST</sub> napájení.

**TG (Pin 15):** „Bootstrapped Switch Gate Drive Output“.

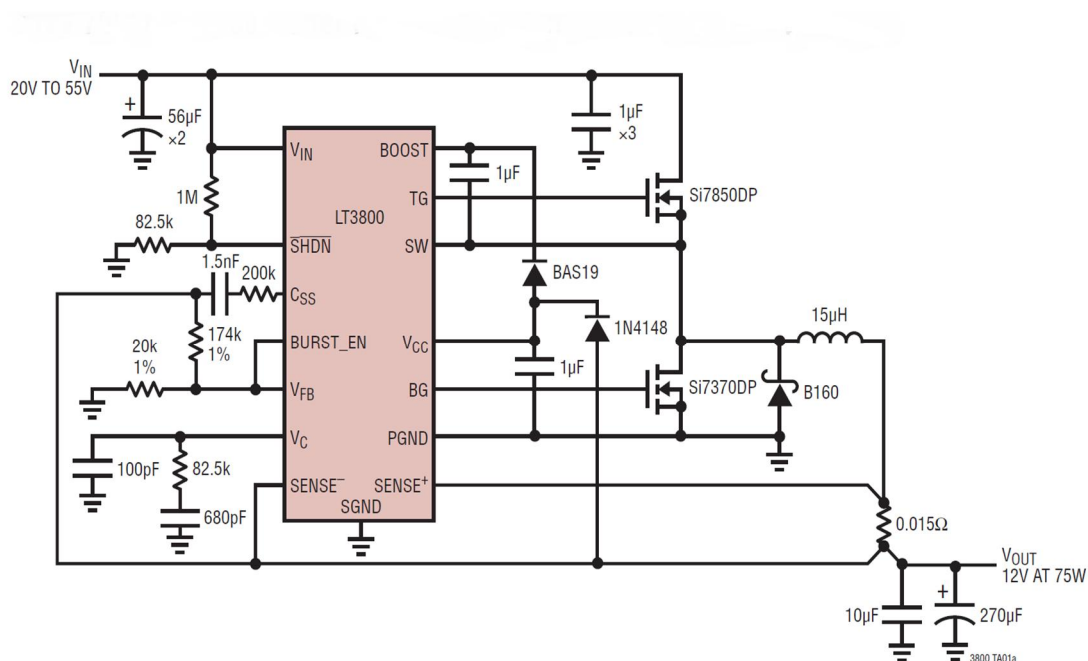
**BOOST (Pin 16):** Maximální dovolené pracovní napětí je 75 V. Pin slouží jako vyšší napájecí napětí pro „Bootstrapped Switch Gate Drive Output“ (pin TG). Na pin musí být připojen kapacitor 1  $\mu$ F s nízkým ESR, který je přímo spojen s pinem SW. Kondenzátor je poté nabíjen přes diodu BAS19.

**SGND (Pin 17):** Tento pin slouží jako signálová zem a je oddělena od výkonové země PGND. SGND olovený kontakt se nachází na zadní straně pouzdra součástky a musí být napájeno na desku plošných spojů. [24]

Význam každého pinu je možné odvodit i z blokového diagramu vnitřního zapojení IO z obrázku 2.7.

### 3.2.2 Katalogové zapojení Step-down měniče s LT3800

Na obrázku 3.8 níže je znázorněno katalogové zapojení Step-down měniče s integrovaným obvodem LT3800 pro vstupní napětí  $V_{IN}$  20 až 55 V a s výstupním napětím  $V_{OUT}$  12 V a 75 W. [24]



Obrázek 3.8 Katalogové zapojení Step-down měniče s LT3800 (převzato z [24])

### 3.2.3 Návrh Step-down měniče s LT3800

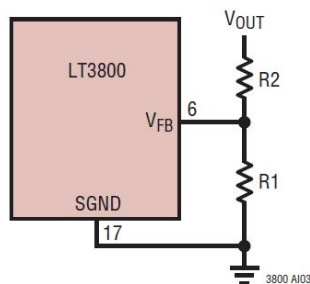
V návrhu je výstupní napětí nastaveno odporovým děličem (obrázek 3.9), který je připojen na pin  $V_{FB}$  a porovnáván s napětíovou referencí 1,23 V. Nastavení výstupního napětí 10,4 V bylo provedeno následujícím vzorcem uvedeným v katalogu součástky [24]:

$$R_2 = R_1 * \left( \frac{V_{OUT}}{1,23} - 1 \right) = 27k * \left( \frac{10,4}{1,23} - 1 \right) = 210 k\Omega. \quad (45)$$

Napětí  $V_{OUT}$  je výstupní napětí požadované na výstupu měniče a odpor  $R_1$  byl zvolen 27 k $\Omega$ .

Důležitou podmínkou, která musí být zohledněna při nastavování výstupního napětí  $V_{OUT}$  Step-down měniče je, že výstupní napětí ze Step-down měniče musí být menší, než je minimální součtové napětí balancérů.

### Programming LT3800 Output Voltage



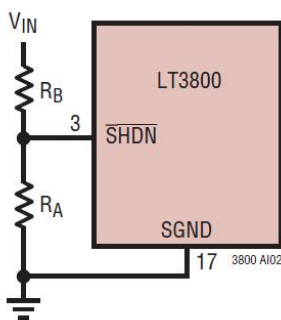
Obrázek 3.9 Zapojení odporového děliče na vstup VFB (převzato z [24])

Vzhledem k tomu, že měnič LT3800 je výkonové zařízení, disponuje takzvaným „shutdown“ módem, který vypne zařízení, dojde-li k poklesu vstupního napájecího napětí pod minimální povolenou hranici. Funkce byla povolena opětovným přidáním odporového děliče  $R_A$  a  $R_B$  připojeným na vstup pinu SHDN (obrázek 3.10). Nastavením výstupního děliče na 1,35 V je IO přivedeno do „Shutdown“ módu a tím se zabrání velkým proudovým odběrům na vstupu měniče do té doby, než se opětovně napájecí napětí zvýší na nejnížší požadovanou hodnotu pro funkčnost měniče. Výpočet děliče napětí je dán následujícím vzorcem níže [24]:

$$R_A = R_B * \left( \frac{1,35}{V_{IN} - 1,35} \right) = 1M\Omega \left( \frac{1,35}{cca\ 6,8V - 1,35} \right) = 220\ k\Omega. \quad (46)$$

Odpor  $R_B$  doporučuje výrobce součástky použít 1 M $\Omega$ ,  $V_{in}$  je vstupní nejnížší napájecí napětí minus cca 10 %, neboť měnič je schopen pracovat i při napájení nižším, než je vstupní napájecí napětí.

### Programming LT3800 $V_{IN}$ UVLO

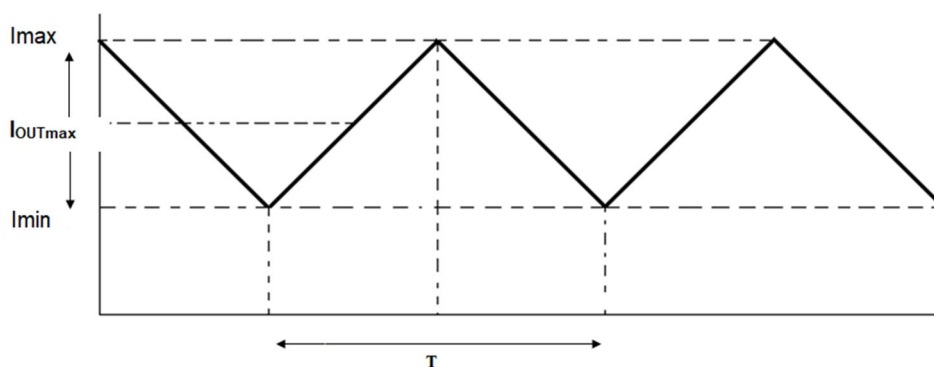


Obrázek 3.10 Zapojení odporového děliče pro nastavení  $V_{IN}$  (převzato z [24])

Výpočet velikosti potřebné indukčnosti  $L$  bylo vypočítáno následujícím vzorcem níže [24]:

$$L = V_{OUT} * \left( \frac{1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}{f_0 * 0,3 * I_{OUTmax}} \right) = 10,4 * \left( \frac{1 - \frac{10,4}{36}}{200k * 0,3 * 6} \right) = 25 \mu H. \quad (47)$$

Pro výpočet velikosti hodnoty cívky bylo nutné počítat s maximální výstupní proudem  $I_{OUTmax}$  popisovaného zapojení, který může být až 6 A. Velikost tohoto proudu je v dané situaci bráno, pouze jako jeho střední hodnota, jak je znázorněno na obrázku 3.11 níže.



Obrázek 3.11 Průběh proudu na cívce při nabíjení a vybíjení

Dle výrobce součástky, proud kolísá od  $I_{OUTmax}$  o 20 % až 40 % během jedné periody  $T$  z důvodu opakovaného indukování cívky. Pro stanovení maximálního saturačního proudu cívky, aby nedošlo k jejímu poškození, bylo zapotřebí vypočítat maximální rozdílový proud  $\Delta I_L$ , o který se  $I_{OUTmax}$  může lišit. Tento proud byl vypočítán následujícím vzorcem uvedeným níže [24]:

$$\Delta I_L = \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) * \frac{V_{OUT}}{f_0 * L} = \left( 1 - \frac{10,4}{36} \right) * \frac{10,4}{200k * 25 \mu H} = 1,5 A. \quad (48)$$

Sečtením vypočítaného rozdílového proudu výše s proudem  $I_{OUTmax}$  byl zjištěn maximální saturační proud cívky, který je zaokrouhleně 8 A.

Na vstupu obvodu Step-down měniče jsou použity tři stejné elektrolytické kapacitory s nízkým ESR, ze kterých se energie přesune rychle do cívky a které kompenzují napěťové ztráty na cestách (cestách plošného a přírodních vodičích od zdroje) spoje

vlivem velkého proudového odběru cívky při jejím nabíjení. Tyto kapacitory také slouží jako zdroje proudu pro spínací MOSFET tranzistor.

Aby se předešlo k poškození vstupních kapacitorů, musí být dimenzovány na maximální  $I_{RMS}$  proud podle vzorce níže [24]:

$$I_{RMS} = I_{MAX}/2 = 3 \text{ A}, \quad (49)$$

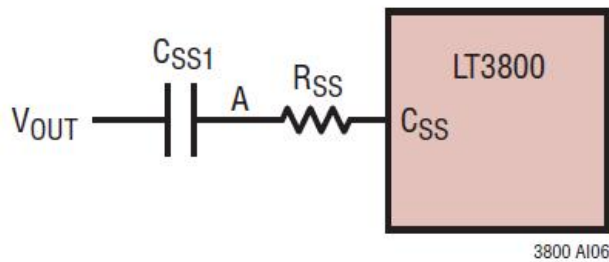
$$I_{RMS} = \frac{I_{MAX}(V_{OUT}*(V_{IN}-V_{OUT}))^{1/2}}{V_{IN}} = \frac{3(10,4*(36-10,4))^{1/2}}{36} = 1,8 \text{ A}. \quad (50)$$

Vzhledem k tomu, že na vstupu měniče je mnohem menší odebíraný proud než na jeho výstupu, výrobce IO doporučuje použití dvou paralelně spojených kapacitorů 100μF, také s nízkou hodnotou ESR. Tyto kondenzátory opět slouží pro ukládání energie z cívky, kompenzování napěťových ztrát, a nakonec filtrační na výstupu měniče.

Integrovaný obvod je navrhnut s funkcí „Soft-Start“, která se aktivuje připojením odporu  $R_{CSS}$  a kondenzátoru  $C_{CSS}$  ke vstupu pinu  $C_{SS}$ , jak je znázorněno na obrázku 3.12. Výrobce integrovaného obvodu doporučuje použití  $R_{CSS}$  o velikosti 200 kΩ. Velikost kapacitoru je navržena na základě výpočtu dle následujícího vzorce [24]:

$$C_{SS} = \frac{2\mu A * \Delta t}{V_{OUT}} = \frac{2*10^{-6} * 2,2*10^{-3}}{10,4} \approx 40 \text{ nF}, \quad (51)$$

kde  $\Delta t$  byla zvolena 2,2 ms.



Obrázek 3.12 Obrázek zapojení  $C_{SS}$  pinu (převzato z [24])

MOSFET tranzistory byly zvoleny BSC039N06NS od firmy Infineon, kde  $V_{DS}$  je 60 V,  $R_{DS}$  je 5,9 m $\Omega$  a maximální proud Drainem  $I_D$  je 100 A. Při návrhu tranzistorů bylo zohledněno, aby  $V_{GS}$  bylo větší než  $V_{CC}$  a  $V_{DS}$  nejlépe dvakrát větší, než je vstupní maximální napájecí napětí. Je to z toho důvodu, aby nedošlo k poškození tranzistoru přepětím z důvodu parazitních kapacit a indukčností na desce plošného spoje.

Aby nedošlo ke zničení tranzistoru přehřátím bylo zapotřebí vypočítat celkové ztráty  $P_{MAIN}$  na tranzistory, které byly zjištěny součtem „vedené ztráty  $P_{LOSS}$ “ a „spínané ztráty  $P_{TR}$ “ [24]:

$$P_{LOSS} = I_{SWITCH}^2 * R_{DS} = 6^2 * (5,9 * 10^{-3}) = 0,21 W, \quad (52)$$

$$P_{TR} \approx 2 * V_{IN}^2 * I_{SWITCH} * C_{RSS} * f_0 = 2 * 36 * 6 * (44 * 10^{-12}) * 200k \approx 3,7 mW, \quad (53)$$

kde  $R_{DS}$  je odpor Drain-Source, který je uveden v datasheetu součástky,  $I_{SWITCH}$  je maximální proud na výstupu měniče,  $f_0$  je frekvence měniče a  $C_{RSS}$  je kapacita mezi Drain/Gate a je u vedena v datasheetu součástky.

Celkové ztráty na tranzistoru jsou poté stanoveny výpočtem níže [24]:

$$P_{MAIN} = P_{LOSS} + P_{TR} = 0,21 + 0,004 = 0,214 W. \quad (54)$$

Tranzistor pracuje v teplotním rozmezí -55 °C až 150 °C. Při ztrátovém výkonu 0,34 W se tranzistor ohřeje maximálně o 15 °C, pokud bude splněna podmínka velikosti plošného spoje 6 cm<sup>2</sup>, jak udává výrobce součástky v datasheetu. V takovém případě nemusí být použito externího chladiče, protože součástka se bude chladit o plošný spoj, což platí pro daný případ návrhu. [24]

Zapojení na obrázku 3.13 pracuje v synchronním režimu. IO obsahuje vnitřní oscilátor s pevnou frekvencí 200 kHz. Obvod navíc obsahuje proudové omezení výstupu, které je snímáno úbytkem napětí na odporu  $R_s$  pomocí vstupů  $SENSE^+$  a  $SENSE^-$ . Jeli sepnutý horní tranzistor M1, na cívce L narůstá proud se strmostí danou vzorce [24]:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U}{L}, \quad (55)$$

kde  $U$  je napájecí napětí,  $L$  je indukčnost cívky a  $di/dt$  je změna proudu v čase.

Jakmile se tranzistor M1 rozepte, na cívkce dojde ke změně polarity a sepne tranzistor M2. Energie nahromaděná na cívkce se přenáší na výstup Step-down měniče. Obvod se uzavírá přes substrátovou diodu tranzistoru M2, která plní funkci synchronního usměrňovače.

Vzniklé ztráty  $P_{usm}$  pro daný případ byly vypočítány daným vzorcem níže [24]:

$$P_{usm} = R_{DS} * I_{SWITCH}^2 = 6^2 * (5,9 * 10^{-3}) = 0,21 \text{ W}. \quad (56)$$

Poznámka:

Pokud by nebylo použito synchronního usměrnění a obvod by se uzavíral přes Schottkyho diodu SCH, která slouží v obvodu jako ochranná, ztráty by pak byly následující:

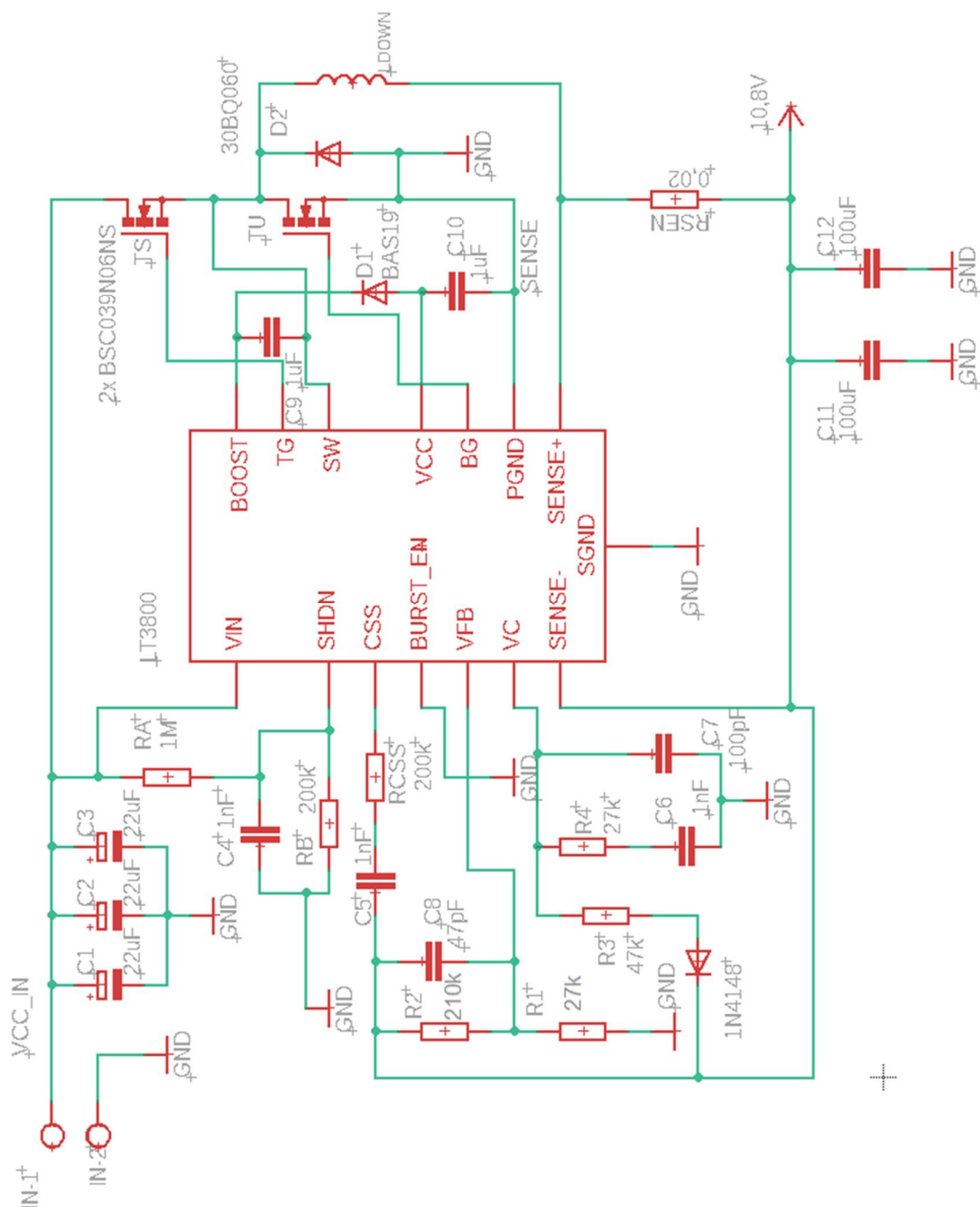
$$P_z = U_{prahovéSCH} * I_{SWITCH} = 0,4 * 6 = 2,4 \text{ W}, \quad (57)$$

kde  $P_z$  jsou ztráty na diodě a  $U_{prahovéSCH}$  je prahové napětí Schottkyho diody (cca 0,4 V).



### 3.2.4 Schéma zapojení Step-down měniče

Navržené schéma zapojení Step-down měniče, které je zobrazeno na obrázku 3.13 níže, vychází z katalogového zapojení součástky a výše vypočítaných hodnot externích součástek.



Obrázek 3.13 Schéma zapojení Step-Down měniče s LT3800

### 3.3 Návrh aktivního balancéru

V kapitole 2.3.2 byl vysvětlen důvod a nezbytnost použití balancéru pro SC a jeho typy. Na obrázku 3.14 je schéma zapojení aktivního balancéru s integračním článkem ve zpětné vazbě.

Při návrhu zapojení bylo důležité vzít v úvahu, že operační zesilovače musí pracovat s menším napájecím napětím, než 2,7 V. Jako operační zesilovač byl zvolen MAX919esa+, který pracuje od 1,8 V.

Stejná podmínka platí i pro výkonové tranzistory, kde prahové napětí „Gate Threshold Voltage“ musí být menší, než 2,7 V, aby byl tranzistor v aktivním režimu a plně otevřen.

Spínací MOSFET tranzistor byl zvolen AO4402 od firmy Alpha & Omega, kde  $V_{DS}$  je 20 V,  $R_{DS}$  je 7 m $\Omega$  při  $V_{GS} = 2,5$  V a maximální proud Drainem  $I_D$  je 20 A. Prahové napětí tranzistoru je 1,6 V<sub>max</sub>.

Na invertující vstup komparátoru je přiváděno referenční napětí 1,235 V z napěťové reference LM385. Toto napětí je porovnáváno s napětím na neinvertujícím vstupu nastaveným napěťovým děličem  $R_2$  a  $R_3$ , které je vypočítáno vzorcem níže uvedeným:

$$U_{neinvert} = 2,7V * \frac{R_2}{R_3} = 2,7 * \frac{68k}{143k} = 1,28 V, \quad (58)$$

kde  $U_{neinvert}$  je napětí na neinvertujícím vstupu OZ.

Je-li na neinvertujícím vstupu vyšší napětí, než je na vstupu invertujícím, na výstupu bude kladné saturační napětí OZ. Tranzistor  $T_1$  sepne a přebytečné napětí na SC se snižuje do doby, dokud napětí na neinvertujícím vstupu nebude nižší než nastavené napětí na invertujícím vstupu. Tranzistor  $T_1$  rozezne. Na stejném principu funguje i tranzistor  $T_2$ . Odpor  $R_1$  a  $R_8$  je nastavený proud do napěťové reference.

Výkonové ztráty na MOSFET tranzistorech byly vypočítány z následujícího vztahu:

$$P_Z = \left(\frac{2,5V}{2R_2}\right)^2 * R_{DSon} = \left(\frac{2,5}{2,2}\right)^2 * 0,007 = 0,13 W. \quad (59)$$

Vypočítané výkonové ztráty  $P_Z$  na tranzistorech jsou malé, k chlazení tranzistorů nebude zapotřebí externího chladiče.

### 3.3.1 Návrh superkapacitorů

Při návrhu superkapacitorů musí být splněny dvě podmínky a to:

- Minimální vstupní napětí, se kterým zvyšující měnič pracuje (4 V).
- Energetická výdrž 10 Wh.

Pro výpočet potřebné velikosti kapacity superkapacitorů bylo nutné si převést výkon ve Wh na energii v Joulech:

$$10Wh = 10 \times 3600s = 36000Ws = 36000 J. \quad (60)$$

Výsledná velikost kapacity byla vypočítaná vzorcem níže:

$$C_{potřebnámin} = \frac{2 \cdot E}{U_{max}^2 - U_{min}^2} = \frac{2 \cdot 36000}{10,8^2 - 4^2} \cong 720 F, \quad (61)$$

kde  $C_{potřebnámin}$  je potřebná minimální kapacita pro splnění podmínky 36 kJ,  $E$  je požadovaná energie v Joulech,  $U_{min}$  je minimální napětí pro funkci zvyšujícího měniče a  $U_{max}$  je maximální napětí na vstupu zvyšujícího měniče.

Jelikož superkapacitory pracují s nízkým napětím 2,7 V, budou zapojeny čtyři SC do série, aby bylo dosaženo minimálního potřebného napětí pro funkci Step-up měniče a byla využita v maximálním rozsahu naakumulovaná energie na každém SC. Zapojením superkapacitorů do série, se získá výstupní napětí  $U_{out}$  10,8 V, naopak výsledná potřebná kapacita klesá, podle následujícího vzorce:

$$C_{celk} = 1 / \left( \frac{1}{C_{SC1}} + \frac{1}{C_{SC2}} + \frac{1}{C_{SC3}} + \frac{1}{C_{SC4}} \right) = 180 F, \quad (62)$$

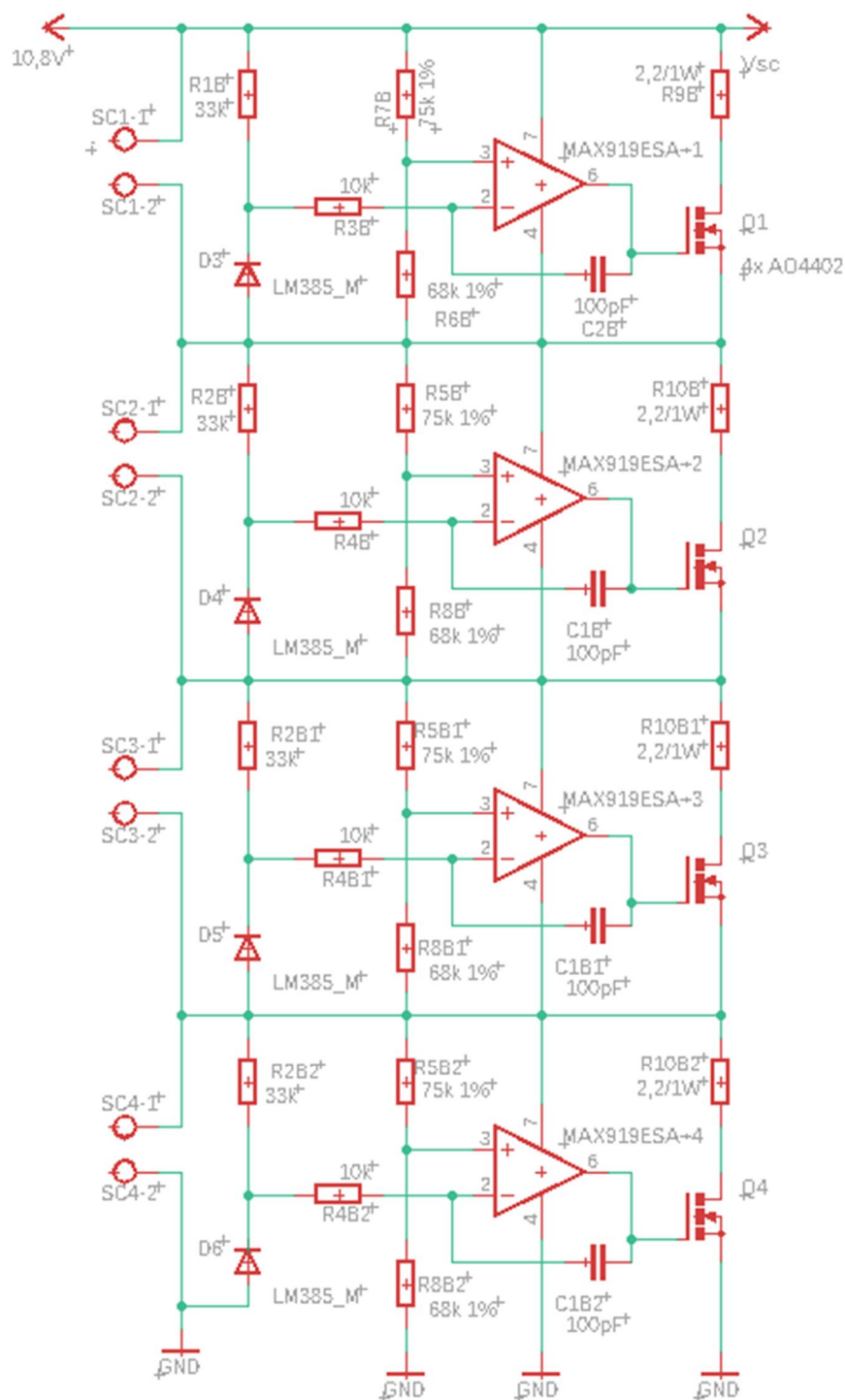
kde  $C_{Celk}$  je výsledná kapacita v zapojení do série a  $C_{SC1}$  až  $C_{SC4}$  je kapacita superkapacitorů.

Aby byla splněna minimální potřebná kapacita  $C_{potřebnámin}$  v sériovém zapojení, musí být kapacita všech použitých SC minimálně 3 kF.

$$C_{celk2} = 1 / \left( \frac{1}{C_{SC1}} + \dots + \frac{1}{C_{SC4}} \right) = \frac{3000}{4} = 750 F, \quad (63)$$

kde  $C_{celk2}$  je výsledná kapacita každého SC zapojeného do série pro daný případ.

### 3.3.2 Schéma zapojení aktivního balancéru s SC

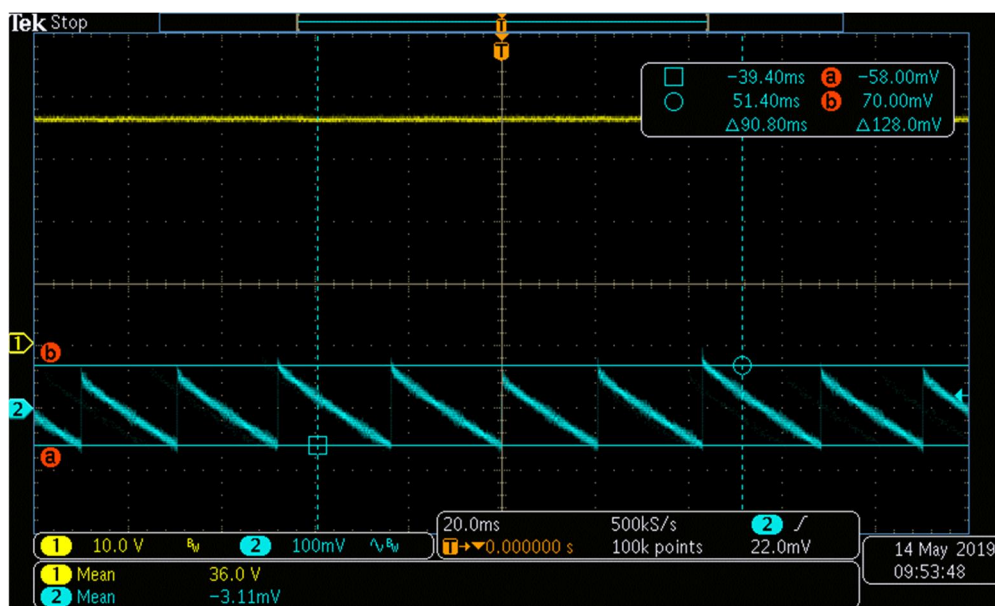


Obrázek 3.14 Schéma zapojení aktivního balancéru (převzato z [25])



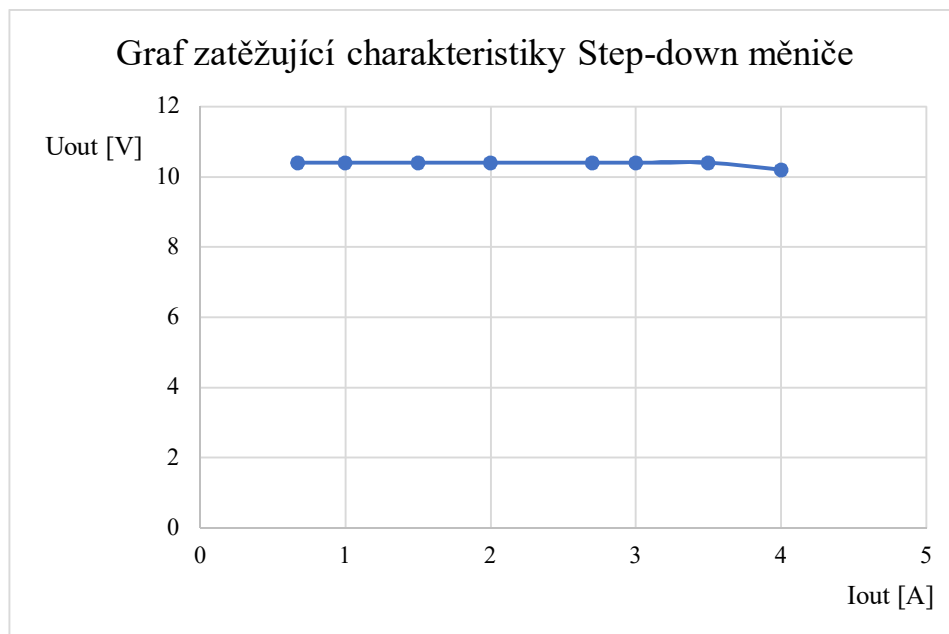
## Měření na Step-down měniči

Na následujícím obrázku 4.2 níže, pořízeném z osciloskopu během měření, je zobrazeno vstupní napájecí napětí (žlutá křivka) ze zdroje napětí a výstupní napětí step-down měniče (modrá křivka). Zvlnění výstupního napětí bylo změřeno kolem 128 mV. Hodnota zvlnění se neměnila ani se zvyšujícím proudovým odběrem.



Obrázek 4.2 Měření zvlnění výstupního napětí Step-down měniče

Na obrázku 4.3 níže je zatěžovací charakteristika Step-down měniče. Měření bylo provedeno odečítáním vstupního a výstupního napětí a proudů. Měření bylo prováděno od  $I_{out}$  0,67 A do  $I_{out}$  4 A, kdy výstupní napětí  $V_{out}$  začalo klesat. Účinnost Step-down měniče se pohybuje od 89-92 %, jak je spočítáno v tabulce 4.1 níže.



Obrázek 4.3 Graf zatěžovací charakteristiky Step-down měniče

Účinnost  $\eta$  byla vypočítána dle následujícího vzorce:

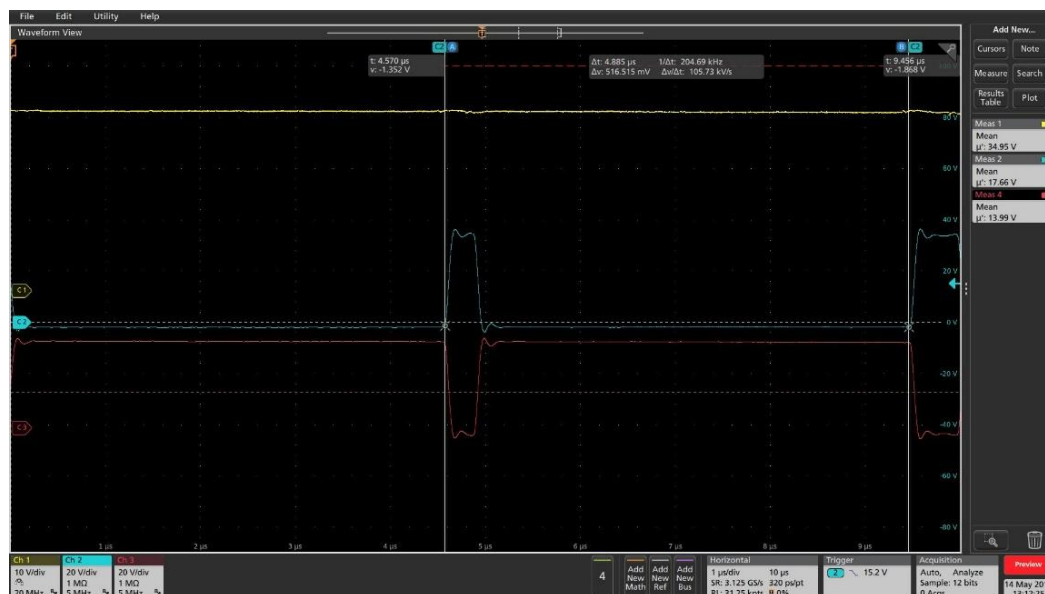
$$\eta = \frac{P_v}{P_p} * 100 = [\%], \quad (64)$$

kde  $P_v$  je výkon a  $P_p$  je příkon.

Tabulka 4.1 Tabulka naměřených hodnot pro výpočet účinnosti Step-down měniče

Uin [V]	Iin [A]	Pp [W]	Uout [V]	Iout [A]	Pv [W]	$\eta$ [%]
36,00	0,21	7,70	10,40	0,67	7,02	91,12
36,00	0,32	11,52	10,40	1,00	10,40	90,28
36,00	0,47	16,92	10,40	1,50	15,60	92,20
36,00	0,65	23,40	10,40	2,00	20,80	88,89
36,00	0,86	30,96	10,40	2,70	28,08	90,70
36,00	0,96	34,56	10,40	3,00	31,20	90,28
36,00	1,10	39,6	10,40	3,50	36,40	91,92
36,00	1,27	45,72	10,20	4,00	40,80	89,23

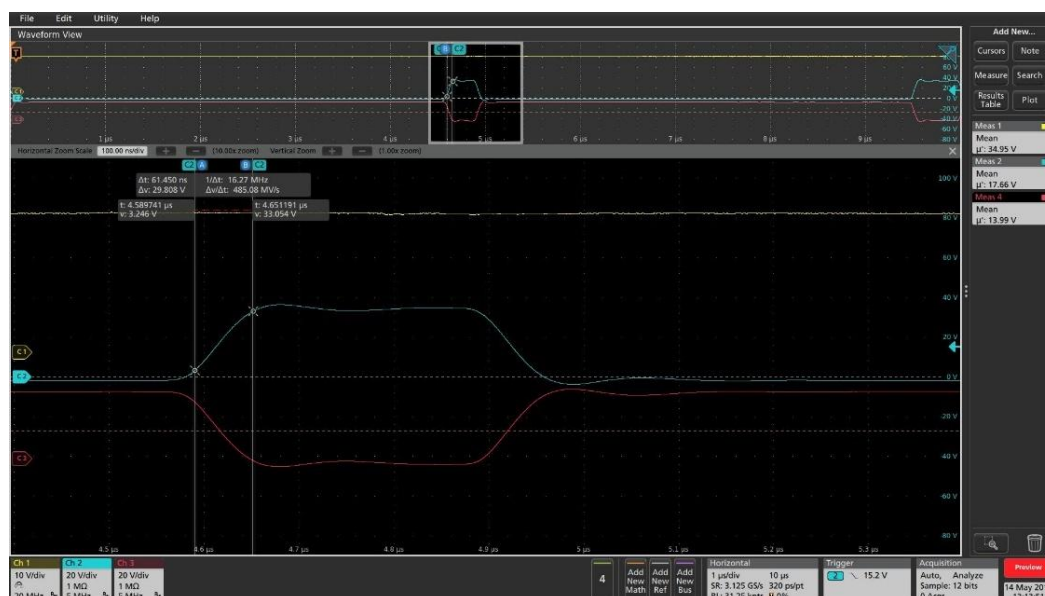
Na obrázku 4.4 níže je naměřená hodnota celkové periody  $T$ , ze které je vypočítána spínací frekvence  $f$  Step-down měniče. Na obrázku 4.5 a 4.6 níže je naměřena šířka náběžné a sestupné hrany sepnutého tranzistoru pro výpočet a určení přibližných ztrát na diodě D2, cívce  $L_{DOWN}$  a spínacích tranzistorech  $T_S$  a  $T_U$ . Tyto hodnoty byly naměřeny při proudovém odběru  $I_{out}$  4 A.



Obrázek 4.4 Oscilogram měření celkové periody T na Step-down měnič

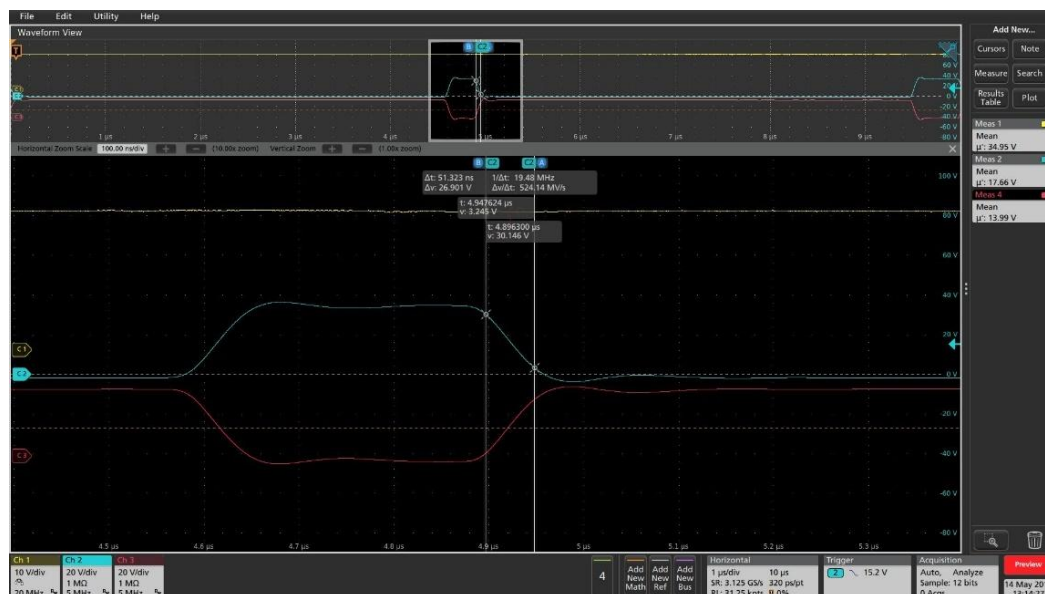
Celková perioda T byla změřena 4,570  $\mu\text{s}$ . Frekvence spínání se vypočítala, jako převrácená hodnota periody T podle vzorce:

$$f = \frac{1}{T} \cong 218 \text{ kHz}. \quad (65)$$



Obrázek 4.5 Oscilogram měření náběžné hrany





Obrázek 4.6 Oscilogram měření sestupné hrany

Náběžná hrana  $t_r$  byla změřena 61,4 ns a sestupná hrana  $t_f$  byla změřena 51,3 ns.

Na obrázku 4.7 níže je změřená šířka sepnutí  $t_{ON}$  s náběžnou a sestupnou hranou spínacího tranzistoru  $T_s$  pro výpočet střidy „Duty“ Step-down měniče, která byla 397,47 ns. Pro získání šířky  $t_{ON}$  bylo zapotřebí od této hodnoty odečíst  $t_r$  a  $t_f$ . [18]



Obrázek 4.7 Oscilogram měření délky sepnutí  $t_{ON}$  spínacího tranzistoru

Vodivostní ztráty na obou tranzistorech  $P_{Ts}$  a  $P_{Tu}$  se poté vypočítaly podle vzorce [18]:

$$P_{Ts} = I_{OUT}^2 * R_{DS} * \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 28 \text{ mW}, \quad (66)$$

$$P_{Tu} = I_{OUT}^2 * R_{DS} * 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 66 \text{ mW} \quad (67)$$

kde  $I_{OUT}$  je výstupní proud,  $R_{DS}$  je odpor kanálu tranzistoru,  $V_{OUT}$  a  $V_{IN}$  je výstupní a vstupní napětí.

Spínací ztráty  $P_{SW}$  mají vliv pouze u tranzistoru  $T_S$ , u tranzistoru  $T_U$  se skoro neprojeví a lze je zanedbat. Spínací ztráty se pak vypočítaly následujícím vzorcem níže [18]:

$$P_{SW} = \frac{1}{2} * V_{IN} * I_{OUT} * (t_r + t_f) * f = 1,61 \text{ W}. \quad (68)$$

Na tranzistoru  $T_U$  se projeví ztráty zpožděním  $P_D$ , které se vypočítaly podle vzorce [18]:

$$P_D = V_D * I_{OUT} * (t_{Dr} + t_{Df}) * f = 43 \text{ mW}, \quad (69)$$

kde  $V_D$  je „diode forward voltage“, které je uvedeno v datasheetu tranzistoru a  $t_{Dr}$  a  $t_{Df}$  je zpoždění při sepnutí a rozepnutí, jak je znázorněno na obrázku 2.12 výše.

Ztráty vznikající vlivem parazitní kapacity kanálu  $P_{Qoss}$  se vypočítaly následovně [18]:

$$P_{Qoss} = U_{GS} * Q_{oss} * f_{sw} = 54 \text{ mW}, \quad (70)$$

kde  $U_{GS}$  je napětí Drain-Source, které je 10 V a lze ho najít v datasheetu IO a  $Q_{oss}$  je „Outp Charge“.

Ztráty na indukčnosti se vypočítaly pomocí vzorce níže:

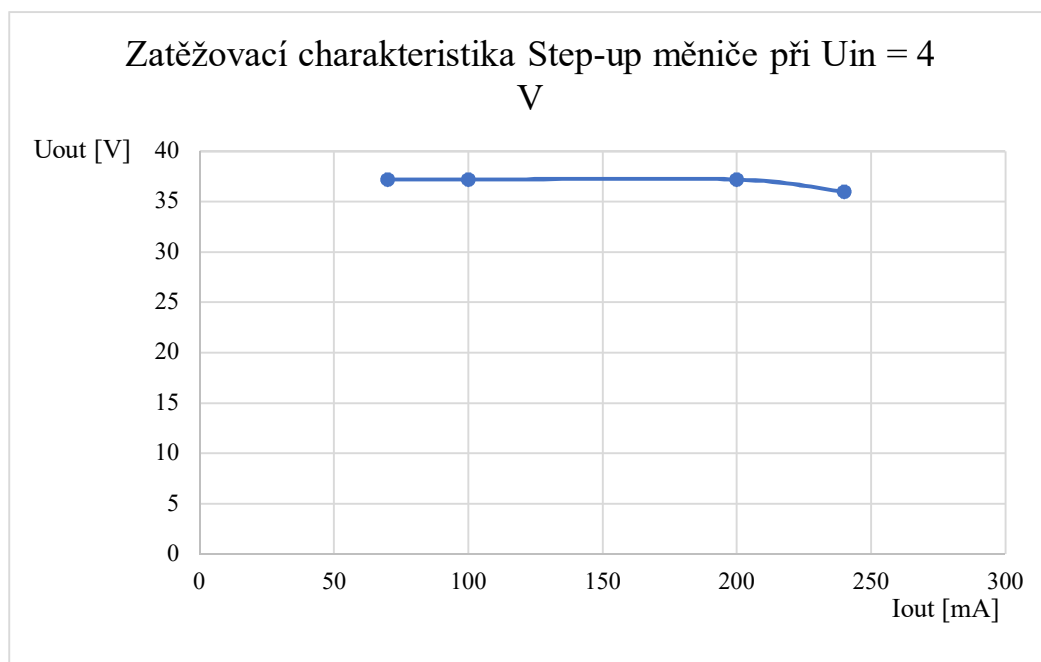
$$P_L = I_{OUT}^2 * R_L = 142 \text{ mW}, \quad (71)$$

kde  $R_L$  je odpor vinutí cívky, který je uveden v datasheetu součástky.

Z výše vypočítaných ztrát lze říci, že největší ztráty na Step-down měniči jsou ztráty spínáním  $P_{SW}$ .

### Měření Step-up měniče

Pro Step-up měnič byly změřeny zatěžovací charakteristiky a vypočítány účinnosti pro minimální vstupní napětí  $V_{IN}$  4 V a pro maximální vstupní napětí  $V_{IN}$  10 V. Na obrázku 4.8 níže je zatěžovací charakteristika Step-up měniče pro  $V_{IN}$  4 V.



Obrázek 4.8 Graf zatěžovací charakteristiky Step-up měniče při  $U_{IN}$  4 V

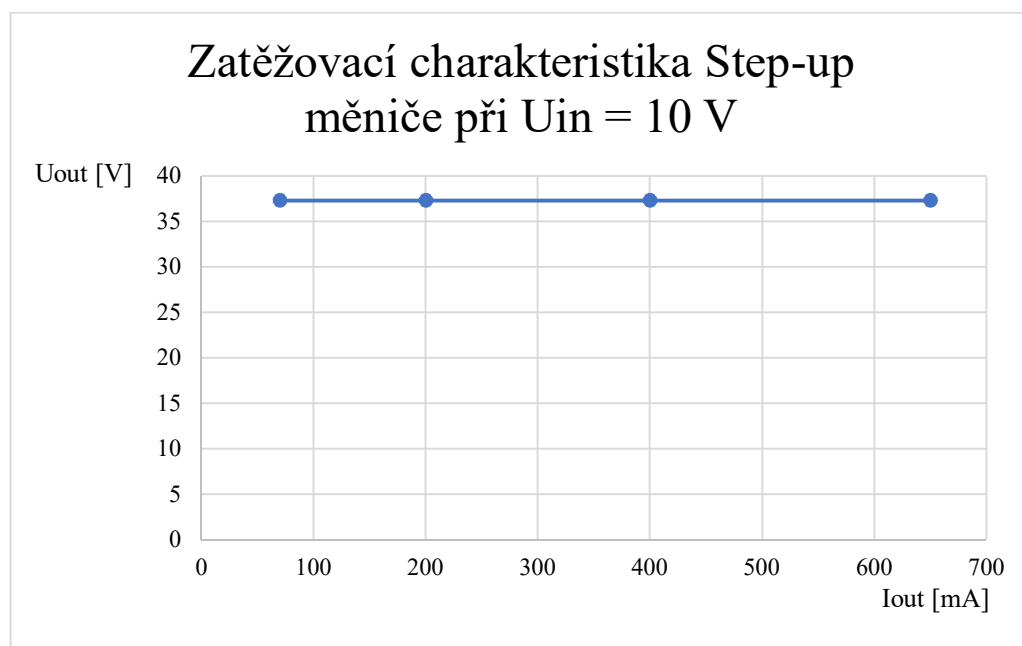
V tabulce 4.2 níže jsou naměřené a spočítané hodnoty účinnosti podle rovnice (64) uvedené výše v textu na straně 54.

Tabulka 4.2 Tabulka naměřených hodnot pro výpočet účinnosti Step-up měniče při  $U_{IN}$  4 V

$U_{in}$	$I_{in}$ [A]	$P_p$ [W]	$U_{out}$	$I$ [mA]	$P_o$ [W]	$\eta$ [%]
4,00	0,80	3,20	37,20	70,00	2,60	81,37
4,00	1,18	4,72	37,20	100,00	3,72	78,81
4,00	2,30	9,20	37,20	200,00	7,44	80,86
4,00	3,80	15,20	36,00	240,00	8,64	56,84

Z naměřených hodnot v tabulce 4.2 výše je viditelné, že účinnost Step-up měniče klesá s výstupním proudem vyšším, než 200 mA a IO se začal zahřívat.

Na obrázku 4.9 níže je zatěžovací charakteristika Step-up měniče pro  $V_{IN}$  10 V.



Obrázek 4.9 Graf zatěžovací charakteristiky Step-up měniče při  $U_{IN}$  4 V

V tabulce 4.3 níže jsou naměřené a spočítané hodnoty účinnosti podle rovnice (64) uvedené výše v textu na straně 54.

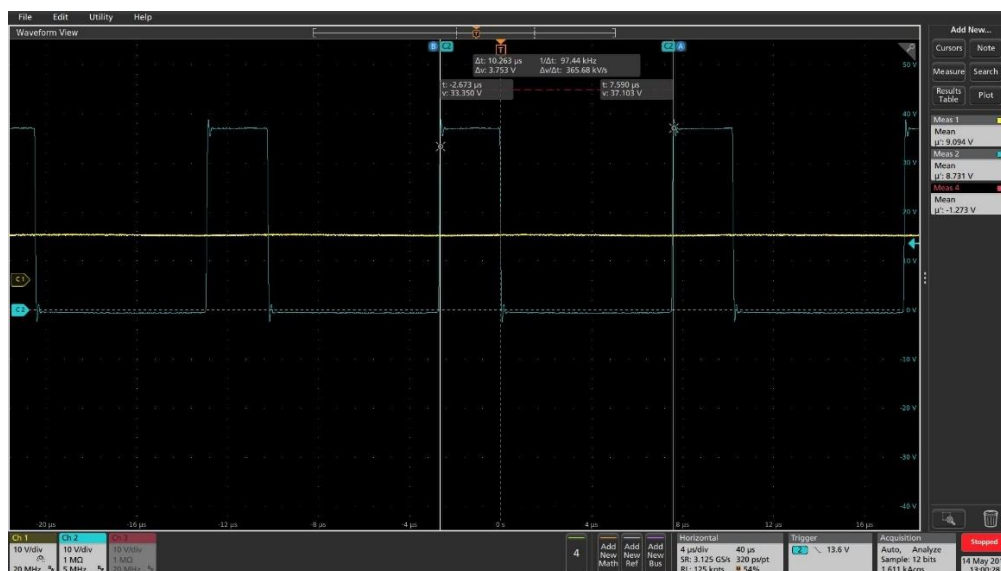
Tabulka 4.3 Tabulka naměřených hodnot pro výpočet účinnosti Step-up měniče při  $U_{IN}$  10 V

$U_{in}$	$I_{in}$ [A]	$P_p$ [W]	$U_{out}$	$I$ [mA]	$P_o$ [W]	$\eta$ [%]
10,00	0,37	3,70	37,30	70,00	2,61	70,56
10,00	0,88	8,80	37,30	200,00	7,46	84,77
10,00	1,73	17,30	37,30	400,00	14,92	86,24
10,00	2,89	28,90	37,30	650,00	24,24	83,89

Při výstupním proudu  $I_{out}$  650 mA se IO začal zahřívat, proto měření nebylo dále prováděno. Z naměřených hodnot v tabulce 4.3 lze říci, že účinnost Step-up měniče se s vyšším vstupním napětím  $U_{in}$  zvýšila.

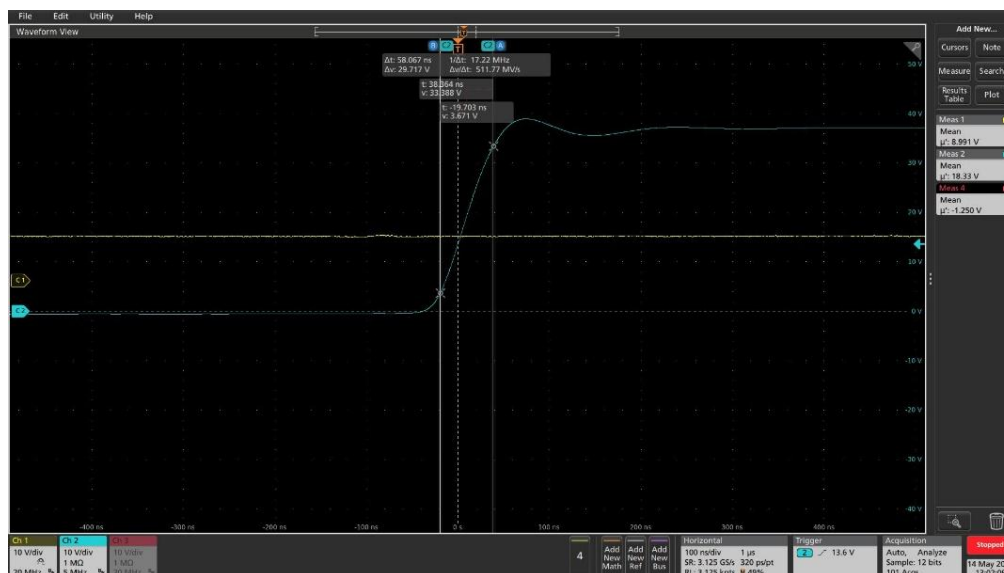
Aby bylo zabráněno zničení IO přehřátím, měl by být maximální odebíraný proud 200 mA, při kterém i Step-up měnič vykazuje skoro shodnou účinnost při minimálním a maximálním vstupním napětím.

Na obrázku 4.10 níže je naměřená hodnota celkové periody  $T$ , ze které je vypočítána spínací frekvence  $f$  Step-up měniče. Na obrázku 4.11 a 4.12 níže je naměřena šířka náběžné a sestupné hrany sepnutého tranzistoru pro výpočet a určení přibližných ztrát na diodě  $D_M$ , cívce  $L_{UP}$  a na spínacím NPN tranzistoru integrovaným vně IO.



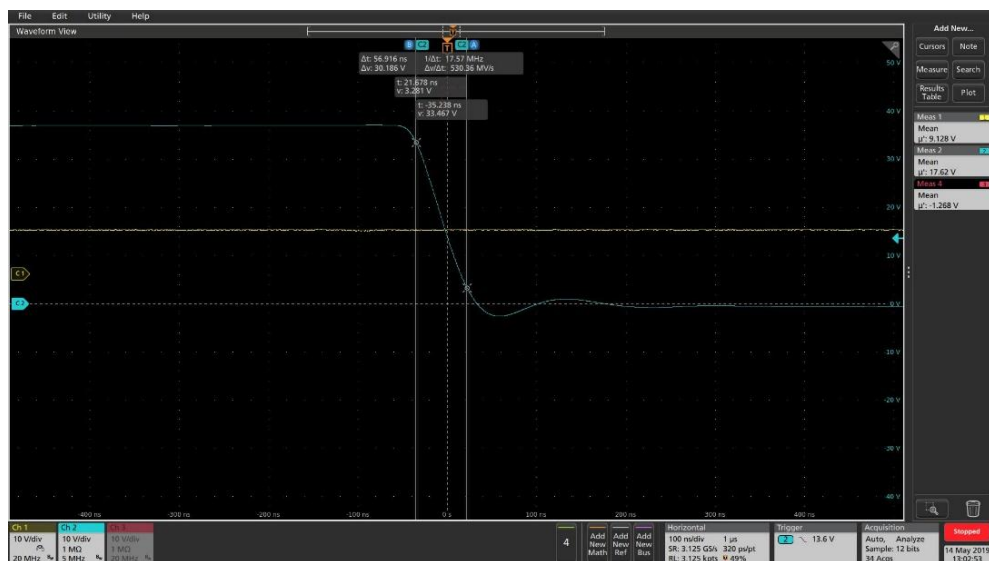
Obrázek 4.10 Oscilogram měření celkové periody  $T$  na Step-up měniči

Podle rovnice (65) byla vypočítána spínací frekvence  $f$ , která byla 97 kHz.



Obrázek 4.11 Oscilogram měření náběžné hrany

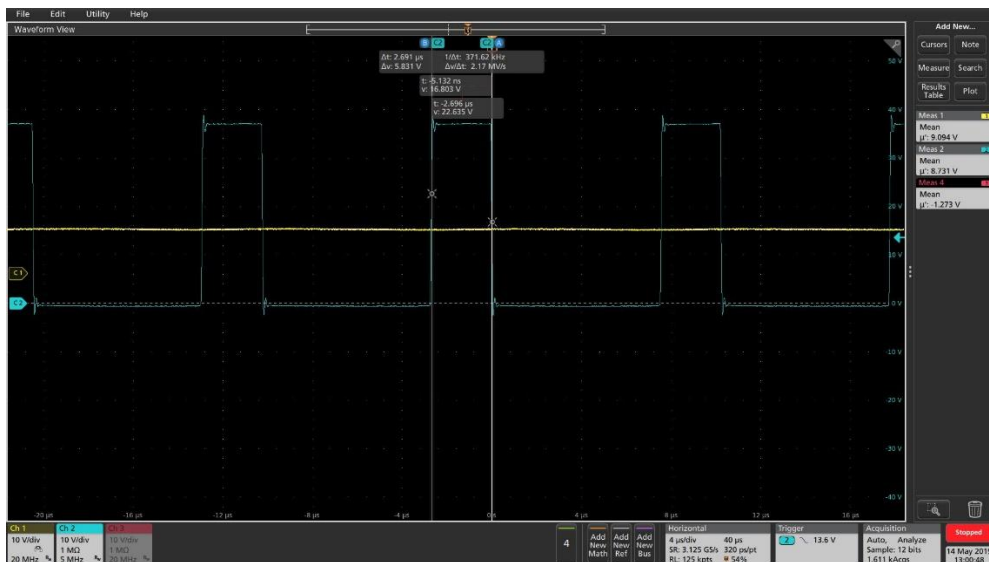
Délka náběžné hrany  $t_r$  byla změřena 58,07 ns.



Obrázek 4.12 Oscilogram měření sestupné hrany

Délka sestupná hrany  $t_f$  byla změřena 56,92 ns.

Na obrázku 4.13 níže je změřená šířka sepnutí  $t_{ON}$  s náběžnou a sestupnou hranou spínacího tranzistoru NPN tranzistoru vně IO pro výpočet střidy „Duty“ Step-up měniče, která byla 2,69  $\mu$ s. Pro získání šířky  $t_{ON}$  bylo zapotřebí od této hodnoty odečíst  $t_r$  a  $t_f$ .



Obrázek 4.13 Oscilogram měření délky sepnutí  $t_{ON}$  spínacího tranzistoru Step-up měniče

Následně z naměřených hodnot výše byly vypočítány ztráty pro vstupní napětí 4 V a 10 V při odebíraném proudu  $I_{OUT}$  200 mA.

Ztráty na indukčnosti při vstupním napětí 10 V se vypočítaly podle vzorce:

$$P_{L-10V} = I_{IN-10V}^2 * R_L = 42,6 \text{ mW}, \quad (72)$$

kde  $I_{IN-10V}$  je 0,88 A odečtených z tabulky 4.3 pro výstupní proud  $I_{OUT}$  200 mA a  $R_L$  je odpor vinutí cívky.

Ztráty na indukčnosti při vstupním napětí 4 V byly vypočítány podle vzorce:

$$P_{L-4V} = I_{IN-4V}^2 * R_L = 290 \text{ mW}, \quad (73)$$

kde  $I_{IN-4V}$  je 2,3 A odečtených z tabulky 4.2 pro výstupní proud  $I_{OUT}$  200 mA.

Ztráty na Schottkyho diodě  $P_{D-4V}$  a  $P_{D-10V}$  při vstupním napětí 4 V a 10 V byly vypočítány následovně:

$$P_{D-10V} = U_D * I_{IN-10V} * \frac{T_{OFF}}{T} = 328 \text{ mW}, \quad (74)$$

$$P_{D-4V} = U_D * I_{IN-4V} * \frac{T_{OFF}}{T} = 858 \text{ mW}, \quad (75)$$

kde  $U_D$  je prahové napětí Schottkyho diody,  $T$  je celková perioda a  $T_{OFF}$  je doba rozepnutí spínacího tranzistoru, která byla dopočítána 7,66  $\mu$ s.

Spínací ztráty na spínacím tranzistoru pro vstupní napětí 4 V a 10 V byly vypočítány podle vzorce:

$$P_{SW-10V} = \frac{1}{2} * U_{OUT} * I_{IN-10V} * (t_r + t_f) * f = 182 \text{ mW}, \quad (76)$$

$$P_{SW-4V} = \frac{1}{2} * U_{OUT} * I_{IN-4V} * (t_r + t_f) * f = 476 \text{ mW}, \quad (77)$$

kde  $U_{OUT}$  je výstupní napětí Step-up měniče.

Vodivostní ztráty na spínacím tranzistoru pro vstupní napětí 4 V a 10 V byly vypočítány podle vzorce:

$$P_{T-10V} = U_{CESAT} * I_{IN-10V} * \frac{T_{ON}}{T} = 459 \text{ mW}, \quad (78)$$

$$P_{T-4V} = U_{CESAT} * I_{IN-4V} * \frac{T_{ON}}{T} = 754 \text{ mW}. \quad (79)$$

Z výše uvedených výpočtu lze říci, že největší ztráty na Step-up měniči jsou způsobeny vodivostními ztrátami na spínacím tranzistoru a při nízkém vstupním napětí na Schottkyho diodě. Se snižujícím vstupním napětím klesá účinnost měniče a narůstá požadavek na vstupní proud  $I_{IN}$ . Tím narůstají ztráty na všech výše uvedených prvcích, pro které byly provedeny výpočty.

Pro zvýšení účinnosti Step-up měniče by muselo být přivedeno na jeho vstup vyšší vstupní napětí.



## 5 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo prostudovat vlastnosti superkapacitorů a jejich použití v zařízeních pro akumulaci energie. Na základě získaných znalostí navrhnout DC/DC měnič se synchronním usměrňovačem pro zařízení s kapacitou nejméně 10 Wh při jmenovitém napětí 36 V.

Nejprve byly nastudovány vlastnosti superkapacitorů, na jejichž základě byly navrženy vhodné funkční bloky pro realizaci DC/DC měniče. Prvním funkčním blokem je Step-down měnič, který slouží ke snížení vstupního napájecího napětí ze zdroje napájení na 10,4 V a k nabití superkapacitorů. Dalším funkčním blokem je Step-up měnič, který na akumulovanou energii na superkapacitorech přemění opětovně na výstupní napětí 36 V. Superkapacity jsou balancovány aktivním balancérem, aby nedošlo k jejich poškození přebíjením.

Realizace funkčního DC/DC měniče byla provedena s použitím integrovaných obvodů LM2587ADJ a LT3800, které disponují tepelnou, nadproudovou, podpětňovou ochranou a funkcí „soft start“.

Při ožiování a proměřování jednotlivých funkčních bloků bylo zjištěno, že rozdíly napětí na balancérech napětí jsou v setinách mV. Účinnost Step-down měniče byla vypočítána v rozmezí od 88 do 90 %, přičemž největší ztráty jsou způsobeny spínacími ztráty tranzistoru  $T_s$ . Účinnost Step-up měniče byla vypočítána od 70 do 86 % při minimálním 4 V až maximálním 10,4 V vstupním napětí. Nejlepších parametrů při minimálním až maximálním vstupním napětí Step-up měnič dosahuje při maximálním proudovém odběru 200 mA na výstupu, kdy rozdíl v účinnosti dosahuje cca 4 %. Největší ztráty na Step-up měniči jsou způsobeny vodivostními ztrátami spínacího NPN tranzistoru.

Zvýšení účinnosti Step-down měniče by mohlo být docíleno požadavkem vyššího výstupního napětím, použitím SMD součástek s menším pouzdrem a jejich lepší integrace na plošném spoji. Dalším vylepšením by mohlo být přidání proudového stabilizátoru na výstup DC/DC měniče, který by zamezil většímu proudovému odběru, než 200 mA a následnému zničení IO přehřátím, které nastává při vyšším proudovém odběru a minimálním vstupním napětí. Získání větší účinnosti DC/DC měniče by se docílilo

přivedením vyššího napětí na vstup Step-up měniče, například zapojením více SC do série.

V konečném závěru lze konstatovat, že zadání této práce bylo splněno, jelikož byl navržen a realizován funkční DC/DC měnič s návrhem velikosti SC pro minimální energii 10 Wh. Jeho funkčnost byla odzkoušena a změřena se superkapacitory s nižší kapacitou.

# LITERATURA

- [1] Zdroj nepřerušovaného napájení. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001-, 17.2.2019 [cit. 2019-03-28]. Dostupné z: [https://cs.wikipedia.org/wiki/Zdroj\\_nep%C5%99eru%C5%A1ovan%C3%A9ho\\_nap%C3%A1jen%C3%AD](https://cs.wikipedia.org/wiki/Zdroj_nep%C5%99eru%C5%A1ovan%C3%A9ho_nap%C3%A1jen%C3%AD)
- [2] *Kondenzátory* [online]. [cit. 2018-01-09]. Dostupné z: [https://user.unob.cz/leuchter/7\\_P%C5%98\\_BAK\\_Kondenz%C3%A1tory.pdf](https://user.unob.cz/leuchter/7_P%C5%98_BAK_Kondenz%C3%A1tory.pdf)
- [3] Kondenzátor. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2018-01-09]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/Kondenz%C3%A1tor>
- [4] *FRIK's WEB: Kondenzátor (Capacitor)* [online]. [cit. 2019-05-06]. Dostupné z: [http://www.frik.cz/elektro/components/capacitor\\_cs.php](http://www.frik.cz/elektro/components/capacitor_cs.php)
- [5] *Použití superkapacitorů na vozidlech MHD* [online]. 2014 [cit. 2018-01-09]. Dostupné z: [https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/13941/1/Diplomova%20prace\\_Jenicek.pdf](https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/13941/1/Diplomova%20prace_Jenicek.pdf). Diplomová práce. ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ.
- [6] *Materiály pro superkondenzátory* [online]. 2014 [cit. 2018-01-09]. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=92918](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=92918). Doktorská práce. Vysoké učení technické v brně.
- [7] *TME.eu: Maxwell Technologies BCAP3000P270K04* [online]. [cit. 2019-05-04]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/pl/details/bcap3000p270k04/superkondensatory/maxwell-technologies/>
- [8] *Superkapacity pro akumulaci energie* [online]. VYsoké učení technické v Brně, 2017 [cit. 2019-04-01]. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=148727](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=148727). Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [9] *Researchgate.net* [online]. September 2016 [cit. 2019-05-04]. Dostupné z: [https://www.researchgate.net/figure/Schematics-of-a-an-all-carbon-EDLC-and-b-a-pseudocapacitor-Both-devices-have-active\\_fig20\\_308797515](https://www.researchgate.net/figure/Schematics-of-a-an-all-carbon-EDLC-and-b-a-pseudocapacitor-Both-devices-have-active_fig20_308797515)
- [10] *Superkapacity: MAXWELL - ISO 9001* [online]. , 4 [cit. 2019-03-28]. Dostupné z: <http://www.jlelektronik.sk/produkty-databaza/4.Pas%C3%ADvne%20S%C3%BA%C4%8Diastky/superkapacity%20maxwell.pdf>
- [11] *Planet Analog: MOSFETs Balancing High Value Supercapacitors Greater Than 1000 Farads* [online]. [cit. 2019-05-04]. Dostupné z: [https://www.planetanalog.com/author.asp?section\\_id=3112&doc\\_id=563931](https://www.planetanalog.com/author.asp?section_id=3112&doc_id=563931)
- [12] *Tecategroup.com: Ultracapacitor & Supercapacitor Frequently Asked Questions* [online]. [cit. 2019-05-04]. Dostupné z: <https://www.tecategroup.com/ultracapacitors-supercapacitors/ultracapacitor-FAQ.php>
- [13] *Superkondenzátory místo akumulátorů?* [online]. [cit. 2018-01-09]. Dostupné z: <http://robodoupe.cz/2014/superkapacity-misto-akumulatoru/>
- [14] *Nabíjení a vybíjení superkapacitorů* [online]. 2012 [cit. 2018-01-09]. Dostupné z: <https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/4021/1/Bakalarska%20prace.pdf>. Bakalářská

práce. ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI FAKULTA  
ELEKTROTECHNICKÁ.

- [15] Usměrňovač. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2018-01-09]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/Usm%C4%9Br%C5%88ova%C4%8D>
- [16] *Porovnání synchronních usměrňovačů a usměrňovačů se Schottkyho diodami* [online]. Plzeň, 2014 [cit. 2019-04-05]. Dostupné z: [https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/13961/1/Diplomova\\_prace\\_David\\_Kratina\\_2014.pdf](https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/13961/1/Diplomova_prace_David_Kratina_2014.pdf). Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni.
- [17] ŠPATENKA, Jan. *Synchronní usměrňovače ve spínaných zdrojích* [online]. Brno, 2010 [cit. 2019-04-05]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/2739>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Milan Murina.
- [18] *Calculation of Power Loss (Synchronous)* [online]. 1, , 4 [cit. 2019-04-12]. Dostupné z: [http://rohms.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching\\_regulator/power\\_loss\\_appli-e.pdf](http://rohms.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/power_loss_appli-e.pdf)
- [19] *VZOROVÉ MODULY DC/DC MĚNIČŮ* [online]. Brno, 2010 [cit. 2018-01-09]. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=28545](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=28545). Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [20] *ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ NAPĚTÍ PRO NAPÁJENÍ NOTEBOOKU Z PALUBNÍ SÍTĚ OSOBNÍHO AUTOMOBILU* [online]. Brno, 2009 [cit. 2019-03-28]. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=15975](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=15975). Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [21] Samoweb.wz: Komparátory s operačními zesilovači. *Samoweb.wz* [online]. [cit. 2019-04-25]. Dostupné z: <http://www.samoweb.wz.cz/elektronika/opzes3/opzes3.htm>
- [22] *LM2587 SIMPLE SWITCHER 5A Flyback Regulator: Katalogový list* [online]. April 2013, , 32 [cit. 2019-03-28]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2587.pdf>
- [23] *Kasa* [online]. Zlín [cit. 2019-04-25]. Dostupné z: <https://www.kasa.cz/o-nas/kontakti-informace/>
- [24] *LT3800 High-Voltage Synchronous Current Mode Step-Down controller: Katalogový list* [online]., 25 [cit. 2019-03-28]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/609/3800fc-1272017.pdf>
- [25] *Instructable circuits* [online]. [cit. 2019-05-13]. Dostupné z: <https://www.instructables.com/id/Lets-learn-about-Super-Capacitors-A-Practical-G/>

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

$SC$	superkapacitor
$V$	volty
$mF$	milifarad
$S$	spínač
$t_1, t_2$	doba sepnutí
$f$	frekvence
$D$	dioda
$CLK$	budící signál
$THT$	„Through Hole Technology“ vývodová montáž
$SMD$	„Surface Mount Device“ povrchová montáž
$T1, T2$	tranzistor T1 a T2
$IO$	integrovaný obvod
$R$	odpor
$ESR$	sériový odpor
$I$	proud
$U$	napětí
$DC$	stejnoseměrný zdroj
$AC$	střídavý zdroj
$ms$	milisekundy
$VA$	voltampéry
$W$	watty
$\Delta t$	časová změna
$SGND$	signálová zem
$PGND$	výkonová zem
$R_{2TRIM}$	trimr
$\mu A$	mikroampéry
$V_{OUTmin}$	minimální výstupní napětí
$V_{OUTmax}$	maximální výstupní napětí
$^{\circ}C$	teplota ve $^{\circ}C$
$F$	farad
$nm$	nanometry

$\text{m}\Omega$	miliohmy
$U_{\text{in}}, U_{\text{IN}}$	vstupní napětí
$U_{\text{out}}, U_{\text{OUT}}$	výstupní napětí
$T_{\text{C}}$	celková délka periody
$T_{\text{a}}, T_{\text{b}}$	periody signálu
$C$	kapacitor
$L$	indukčnost
$\text{cm}^2$	centimetry čtvereční
$V_{\text{GS}}$	napětí Gate-Source
$V_{\text{DS}}$	napětí Drain-Source
$V_{\text{CC}}$	napájecí napětí
$\text{k}\Omega$	kiloOhmy
$\mu\text{H}$	mikrohenry
$\text{M}\Omega$	megaOhmy
$E$	energie

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 2.1	Průběh napětí a proudu za čas na kondenzátoru (převzato z [4]).....	3
Obrázek 2.2	Deskový kondenzátor (Převzato z [2]) .....	4
Obrázek 2.3	Vnitřní struktura superkapacitoru (převzato z [5]).....	5
Obrázek 2.4	Obrázek superkapacitor s kapacitou 3000 F (převzato z [7]) .....	6
Obrázek 2.5	Rozdělení Superkapacitorů (převzato z [8]) .....	7
Obrázek 2.6	Vnitřní struktura Faradayova kapacitoru (převzato z [9]) .....	8
Obrázek 2.7	Schéma zapojení aktivní balancování SC (převzato z [11]) .....	9
Obrázek 2.8	Schéma zapojení pro pasivní balancování SC (převzato z [12]).....	10
Obrázek 2.9	VA charakteristika synchronního usměrňovače a diodového usměrňovače (Převzato z [16]).....	15
Obrázek 2.10	Schéma zapojení blokujícího měniče s transformátorem a synchronním usměrňovačem (Převzato z [16]) .....	16
Obrázek 2.11	Průběhy napětí a proudů v závislosti na čase pro schéma zapojení na obrázku 4.4 (Převzato z [16]).....	17
Obrázek 2.12	Graf spínání a ztrát (Převzato z [18]) .....	19
Obrázek 2.13	Funkce DC/DC měniče.....	20
Obrázek 2.14	Blokové schéma DC/DC měniče (Převzato z [20]).....	20
Obrázek 2.15	Zapojení měniče snižujícího napětí (Převzato z [19]) .....	21
Obrázek 2.16	Zapojení měniče zvyšujícího napětí (Převzato z [19]) .....	23
Obrázek 2.17	Zapojení Invertujícího měniče (Převzato z [19]) .....	25
Obrázek 2.18	Zapojení obousměrného měniče.....	27
Obrázek 2.19	Ukázka PWM signálu .....	29
Obrázek 2.20	Zapojení komparátoru s OZ bez hystereze (převzato z [21]).....	29
Obrázek 3.1	Blokové schéma DC/DC měniče.....	31
Obrázek 3.2	Možnosti pouzder pro LM 2587 (převzato z [22]).....	32
Obrázek 3.3	Blokový diagram IO LM258 (převzato z [22]).....	33
Obrázek 3.4	Katalogové zapojení BOOST měniče (převzato z [22]).....	34
Obrázek 3.5	Schéma zapojení Step-Up měniče s LM2587ADJ .....	37
Obrázek 3.6	Pouzdro TSSOP LT3800 (převzato z [24]).....	38
Obrázek 3.7	Blokový diagram LT3800 (převzato z [24]) .....	39
Obrázek 3.8	Katalogové zapojení Step-down měniče s LT3800 (převzato z [24])...	42
Obrázek 3.9	Zapojení odporového děliče na vstup VFB (převzato z [24]).....	43

Obrázek 3.10	Zapojení odporového děliče pro nastavení VIN (převzato z [24]).....	43
Obrázek 3.11	Průběh proudu na cívce při nabíjení a vybíjení.....	44
Obrázek 3.12	Obrázek zapojení Css pinu (převzato z [24]).....	45
Obrázek 3.13	Schéma zapojení Step-Down měniče s LT3800 .....	48
Obrázek 3.14	Schéma zapojení aktivního balancéru (převzato z [25]).....	51
Obrázek 4.1	Oscilogram napětí na superkapacitorech .....	52
Obrázek 4.2	Měření zvlnění výstupního napětí Step-down měniče.....	53
Obrázek 4.3	Graf zatěžovací charakteristiky Step-down měniče .....	54
Obrázek 4.4	Oscilogram měření celkové periody T na Step-down měniči.....	55
Obrázek 4.5	Oscilogram měření náběžné hrany .....	55
Obrázek 4.6	Oscilogram měření sestupné hrany .....	56
Obrázek 4.7	Oscilogram měření délky sepnutí $t_{ON}$ spínacího tranzistoru.....	56
Obrázek 4.8	Graf zatěžovací charakteristiky Step-up měniče při $U_{IN}$ 4 V.....	58
Obrázek 4.9	Graf zatěžovací charakteristiky Step-up měniče při $U_{IN}$ 4 V.....	59
Obrázek 4.10	Oscilogram měření celkové periody T na Step-up měniči.....	60
Obrázek 4.11	Oscilogram měření náběžné hrany .....	60
Obrázek 4.12	Oscilogram měření sestupné hrany .....	61
Obrázek 4.13	Oscilogram měření délky sepnutí $t_{ON}$ spínacího tranzistoru Step-up měniče.....	61

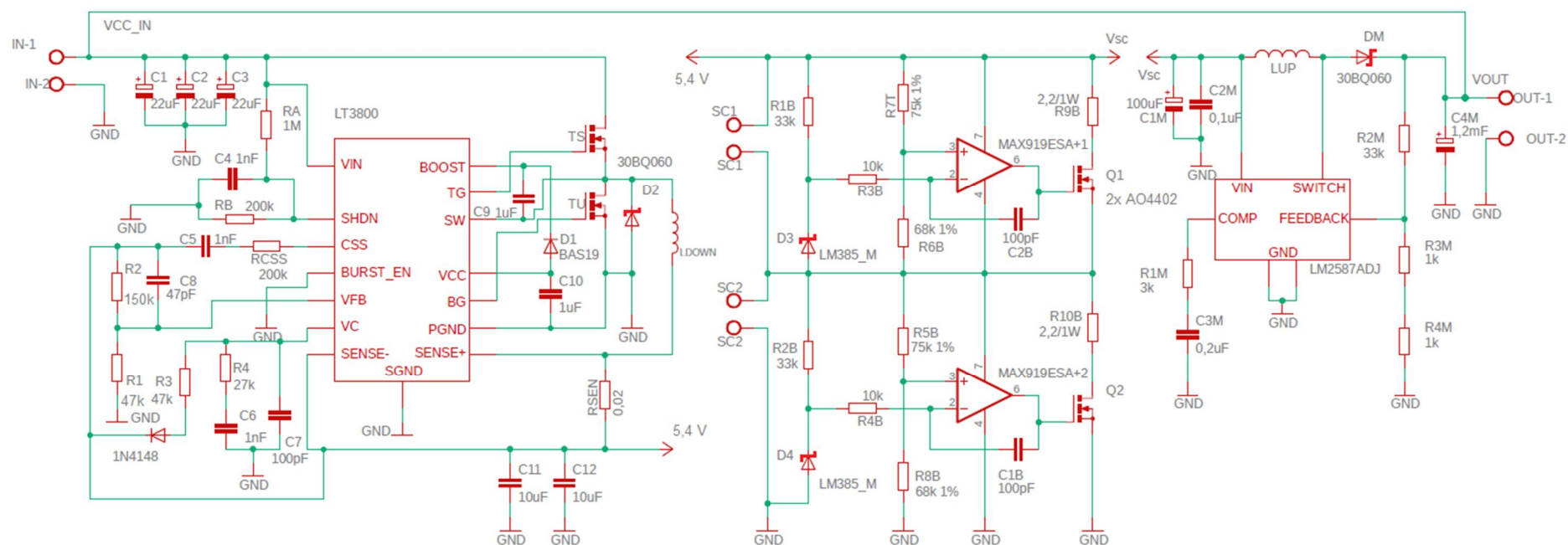


# SEZNAM TABULEK

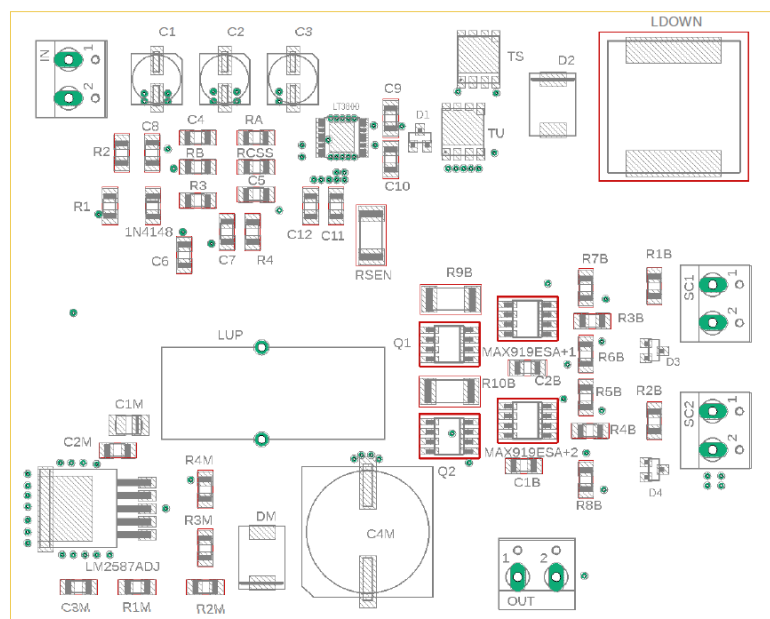
Tabulka 2.1	Porovnání superkapacitoru, kondenzátoru a akumulátoru.....	13
Tabulka 4.1	Tabulka naměřených hodnot pro výpočet účinnosti Step-down měniče .. .....	54
Tabulka 4.2	Tabulka naměřených hodnot pro výpočet účinnosti Step-up měniče při $U_{IN}$ 4 V .....	58
Tabulka 4.3	Tabulka naměřených hodnot pro výpočet účinnosti Step-up měniče při $U_{IN}$ 10 V .....	59

## A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

### A.1 Schéma zapojení pro testování aktivního balancéru

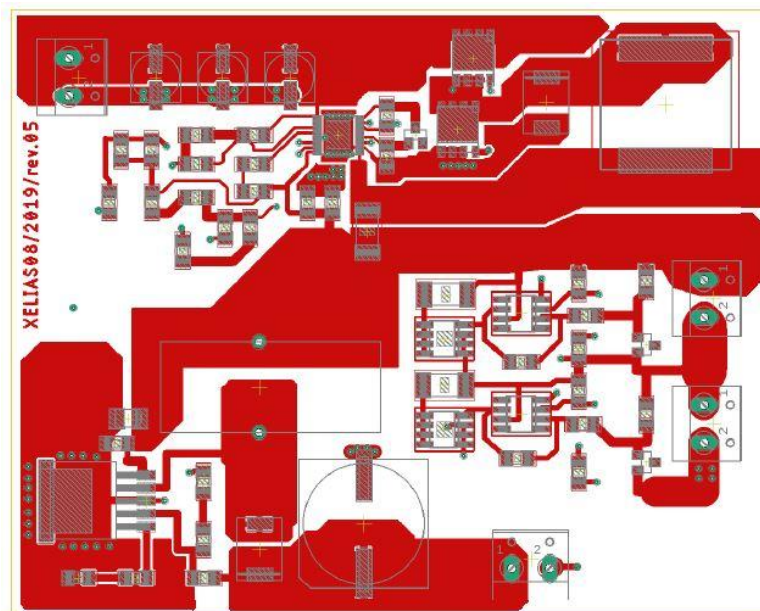


## A.2 Testovací deska plošného spoje – rozmístění součástek



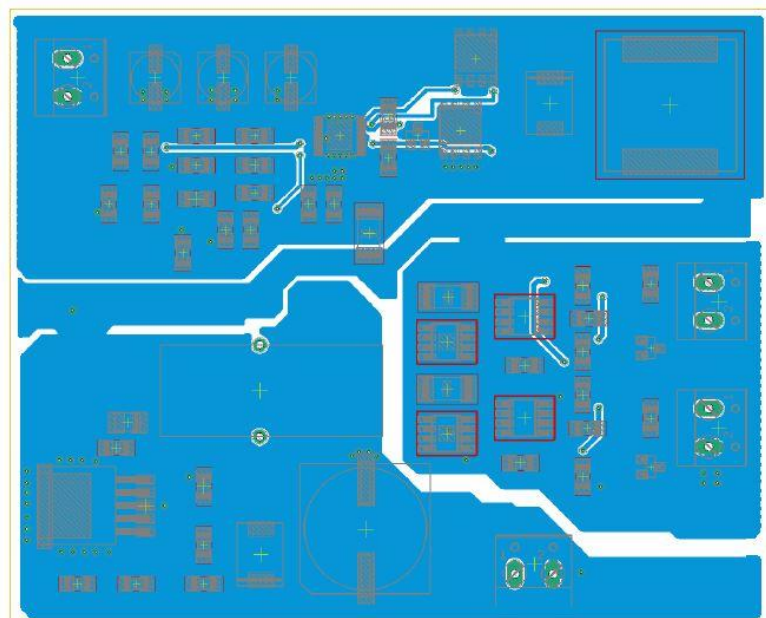
Rozměry desky 100 x 80 [mm], měřítko M1:1

## A.3 Testovací deska plošného spoje – horní strana (výkonová)



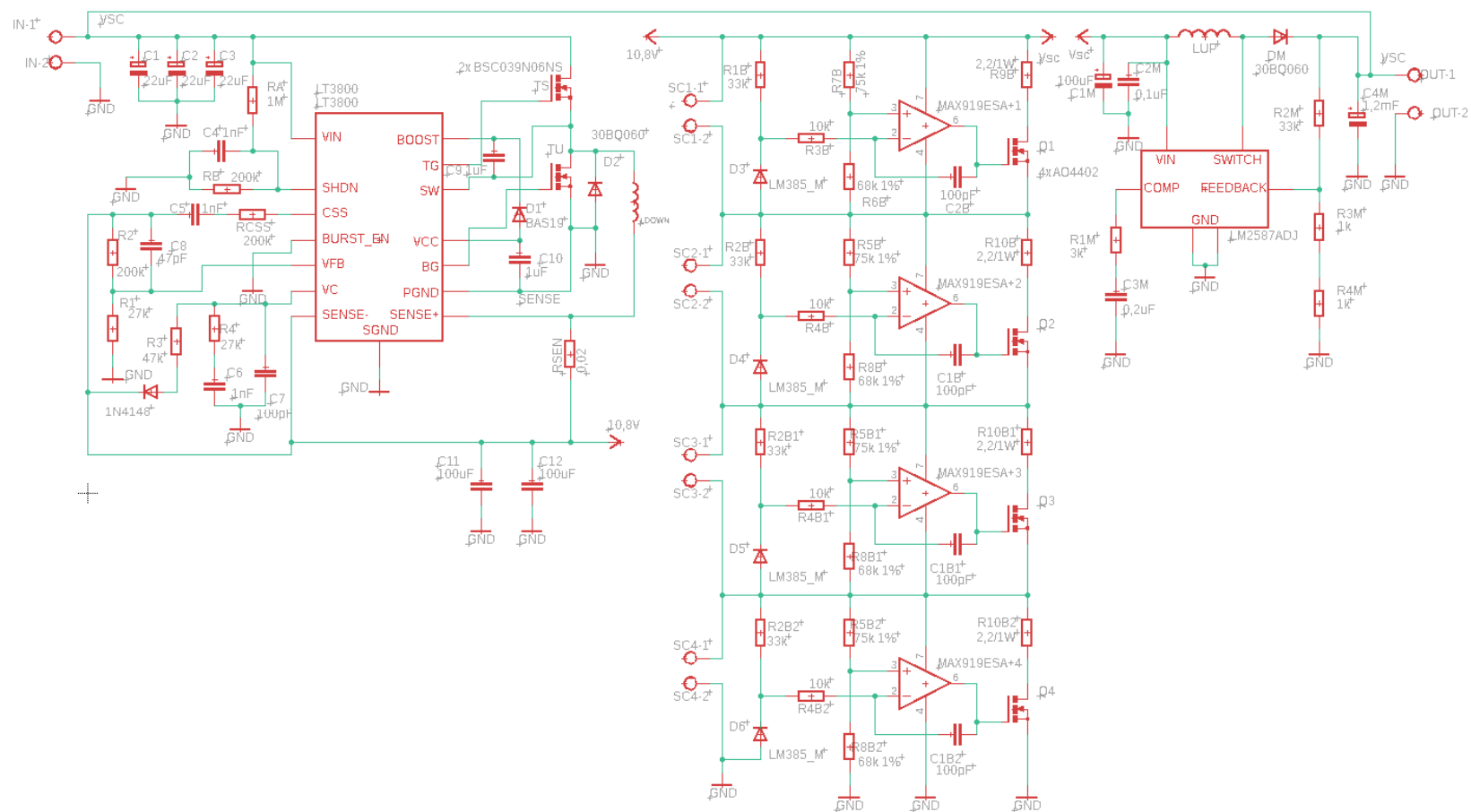
Rozměry desky 100 x 80 [mm], měřítko M1:1

#### A.4 Testovací deska plošného spoje – spodní strana (zemní GND)

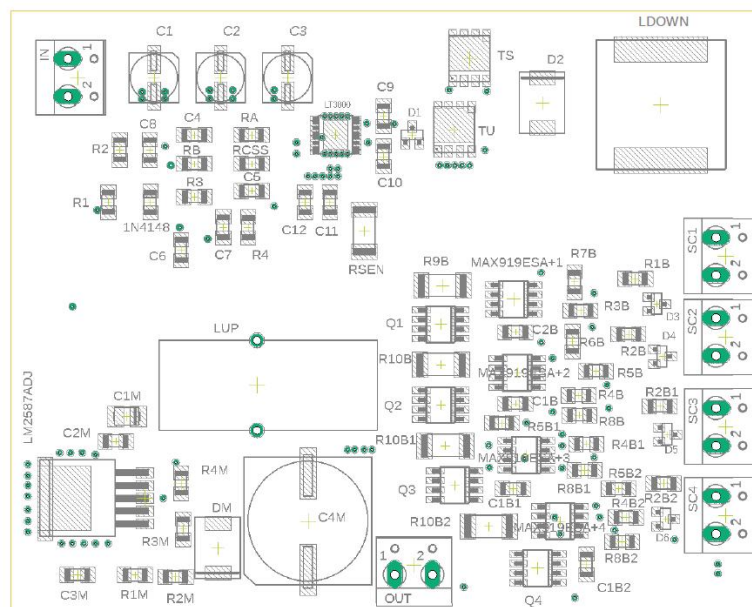


Rozměry desky 100 x 80 [mm], měřítko M1:1

## A.5 Celkové schéma zapojení DC/DC měniče s aktivním balancérem

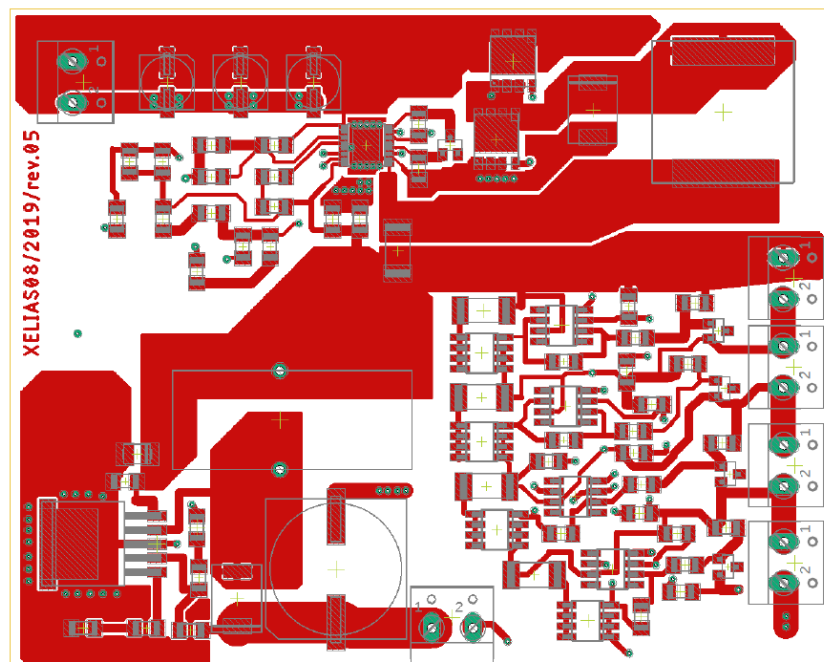


## A.6 Deska plošného spoje – rozmístění součástek



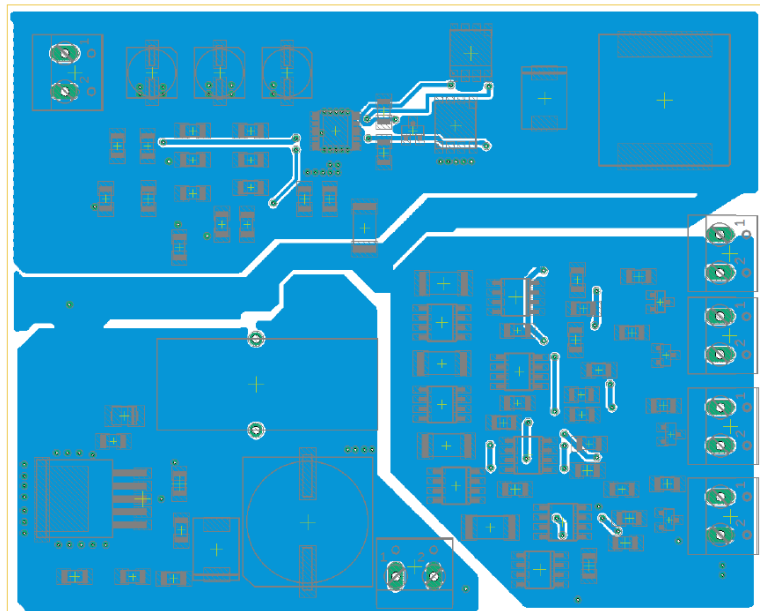
Rozměry desky 100 x 80 [mm], měřítko M1:1

## A.7 Deska plošného spoje – horní strana (výkonová)



Rozměry desky 100 x 80 [mm], měřítko M1:1

## A.8 Deska plošného spoje – spodní strana (zemní GND)



Rozměry desky 100 x 80 [mm], měřítko M1:1

## B SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Množství	Název	TYP	Hodnota
C1-C3	3	Elektrolytický k.	EEEFK1H220P	22uF/50VDC
C4-C6	3	Keramický k.	1206B102K501CT	1nF/500VDC
C8	1	Keramický k.	C1206C470JCGACTU	47pF/500VDC
C7; C1B ; C2B,C1B1-2	5	Keramický k.	C1206C101K5GACTU	100pF/50VDC
C11; C12	2	Tantalový k.	TPSA107K006R150	100uF/6,3VDC
C9; C10	2	Keramický k.	08055C105KAT2A	1uF/35VDC
C1M	1	Tantalový k.	TAJB107K006R	100uF/6,3VDC
C4m	1	Elektrolytický k.	EEVFK1H102M	1mF
C3m	1	Keramický k.	C1206C224K5RACAUTO	220nF/50VDC
C2m	1	Keramický k.	12065C104K4Z2A	100nF/50V
D3; D4, D5, D6	4	Napěťová reference	LM385M3-1,2/NOPB	1,235V, 20mA
1N4148	1	Spínací dioda	1N4148-1206	75V, 0,15A, 4ns
D1	1	Spínací dioda - BAS19	BAS19.215	120V, 200mA, 50ns
D2, DM	2	Usměrňovací dioda	VS-30BQ060-M3/9AT	60V/3A
LUP	1	Tlumivka vinutá	DPU068A5	68uH, 5A
LDOWN	1	Cívka	IHLP6767GZER100M11	10uH, 19A
LM2587ADJ	1	Spínací regulátor napětí	LM2587S-ADJ/NOPB	Uin 40V, 6,5A
LT3800	1	Spínací regulátor napětí	LT3800IFE	Uout 36V, 15A
MAX191ESA	4	Komparátor	MAX919ESA+	1,8-5,5V, 17us
Q1, Q2	2	Unipolární T. N- Mosfet	AO4402	20V, 16A, 2W
TS, TU	2	Unipolární T. N- Mosfet	BSC039N06NS	60V, 100A, 69W
IN, SC1, SC2, SC3, SC4 OUT	6	Svorkovnice šroubovací	ARK300V-3P	250V, 17,5A
RA	1	Rezistor	SMD1206-1M-1%	1MΩ, ±1%
RB, RCSS	2	Rezistor	SMD1206-200K	200kΩ, ±1%
R7B, R5B, R5B1-2	4	Rezistor	SMD1206-75k-1%	75kΩ, ±1%
R3M, R4M	2	Rezistor	AR1206-1k-0,1%	1kΩ, ±0,1%
R6B, R8B, R8B1-2	4	Rezistor	SMD1206-68K-1%	68kΩ, ±1%
R3	1	Rezistor	SMD1206-47K	47kΩ, ±5%



R4	1	Rezistor	SMD1206-27K-1%	27k $\Omega$ , $\pm 1\%$
R1	1	Rezistor	SMD1206-51K-1%	51k $\Omega$ , $\pm 1\%$
R1B, R2B, R2M, R2B1- 2	5	Rezistor	DR1206-33K-4/8	33k $\Omega$ , $\pm 5\%$
RSEN	1	Rezistor výkonový	WW25RR002FTL	2m $\Omega$ , 2W, $\pm 1\%$
R9B, R10B, R10B1-2	4	Rezistor	CRCW25122R20JNTHBC	2,2 $\Omega$ , 1W, $\pm 5\%$
R1M	1	Rezistor	AR1206-3K-0,1%	3k $\Omega$ , $\pm 0,1\%$
R3B, R4B, R4B1-2	4	Rezistor	SMD1206-10K	10k $\Omega$ , $\pm 5\%$
R2	1	Rezistor	SMD1206-150K-1%	150k $\Omega$ , $\pm 1\%$

## C FOTOGRAFIE Z MĚŘENÍ DC/DC MĚNIČE

